

NOSITEL
VYZNAMENÁNÍ
ZA BRANNOU
VÝCHOVU
I. A II. STUPNĚ



ŘADA PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS PRO ELEKTRONIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXXV/1986 ● ● ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

Svazarm včera a dnes 161

NÁVRH ROZHLASOVÉHO PŘÍJÍMAČE

Základní pojmy z oblasti rozhlasových přijímačů	162
Všeobecné požadavky na přijímače	164
Technické požadavky na přijímač	170
Sestavení blokového schématu	171
Návrh nt zesilovače	171
Korekční zesilovače	177
Elektronický přepínač signálů	179
Stereofonní dekodér	181
Mf zesilovač pro FM	182

Konstrukční část

Rozhlasový přijímač

MINIKIT 86	186
Modul A – přijímač KV, DV, SV	186
Modul F – stereofonní přijímač VKV	189
Modul O – indikace a ovládání	193
Modul P – předzesilovač a elektronický přepínač	193
Modul S – koncový zesilovač	195
anapájecí zdroj	195
Mechanické díly	199
Závěr	199

Inzerce 200

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelském NAŠE VOJSKO, Vladislavova 26, 133 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7. Šéfredaktor: ing. Jan Klabal. Redakční radu řídí ing. J. T. Hyan. Redaktor: L. Kalousek, OK1FAC. Redakce Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-7, šéfredaktor linka 354; redaktor linka 353, sekretářka linka 355. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, pololetní předplatné 15 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství NAŠE VOJSKO, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, ústřední expedice a dovoz tisku, závod 01, Kafkova 9, 160 00 Praha 6. Tiskne NAŠE VOJSKO, n. p., závod 08, 160 05 Praha 6, Vlastina ulice č. 889/23. Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy po 14. hodině. Číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 30. 9. 1986.
© Vydavatelství NAŠE VOJSKO.

SVAZARM VČERA A DNES

... Svaz pro spolupráci s armádou vcelku plnil stanovené úkoly. Významně se podílel na branné výchově obyvatelstva, na přípravě branců, na rozvoji branné technické a sportovní činnosti mládeže. Ale i zde platí, že v jeho činnosti nejsou plně využívány vytvořené podmínky a možnosti."

Ze zprávy ÚV KSČ o plnění závěrů XVI. sjezdu strany, schválené XVII. sjezdem KSČ.

Jak je jisté známo, Svazarm má kromě obecných úkolů, platných pro všechny společenské organizace Národní fronty, své zvláštnosti, jejichž podstata je dána charakterem Svazu pro spolupráci s armádou jako dobrovolné společenské organizace, která má výrazné branné poslání. Z tohoto hlediska byla i hodnocena činnost Svazarmu na společném zasedání jeho ústředních výborů, které se konalo 5. června 1986 v Pardubicích. Na tomto zasedání byla zhodnocena předsedou ÚV Svazarmu, generálporučíkem Václavem Horáčkem, práce Svazarmu za období od XVI. sjezdu KSČ a v souladu s konkrétními požadavky XVII. sjezdu KSČ stanoveny způsoby řešení klíčových problémů organizace.

Především bylo konstatováno, že pro plnění náročných úkolů, které stanovil XVII. sjezd strany, byly předchozí práci vytvořeny dobré předpoklady: vliv Svazarmu ve veřejnosti se prohloubil a rozšířil se jeho branně politický a výchovný vliv. Naše více než milionová organizace, v níž je více než 200 tisíc mladých lidí ve věku od 15 do 18 let, dosáhla v zapojení mládeže do branné sportovní a branné technické činnosti dalších úspěchů, širší podchycovala zájmy pracujících za současného prohlubování branného vědomí a občanských postojů k vojenským a společenským potřebám.

Zcela ve shodě se závěry XVII. sjezdu KSČ bylo ovšem i konstatováno, že i pro Svazarm platí nutnost zlepšit činnost tak, aby byla v souladu se strategií urychleného ekonomického sociálního a společenského rozvoje, založeného na intenzivním uplatňování vědeckotechnického pokroku a využití všech předností socialismu, neboť tato strategie, jak ji schválil XVII. sjezd strany, nevychází jen ze subjektivních přání, ale z objektivní nutnosti dále rozvíjet socialismus, uspokojovat hmotné a duchovní potřeby obyvatel, splnit svůj díl odpovědnosti vůči socialistickému společenství, mezinárodnímu revolučnímu dělnickému a komunistickému hnutí, upevnit pozice socialismu ve světě a prokázat jeho přednosti a historickou opodstatněnost. Přitom je zcela logické, že součástí celého tohoto úsilí je i zabezpečení obranyschopnosti země.

Zcela obecně i konkrétně pro Svazarm z uvedeného vyplývá, že orientace na urychlený rozvoj platí nejen pro oblast ekonomiky, jak se to někdy zúžené uvádí, ale pro veškerou společenskou činnost. Tato orientace vyžaduje výrazně zvýšit kvalitu a účinnost práce všech orgánů a organizací

a jejich řídicích pracovníků na všech stupních a úsecích – tedy i ve Svazarmu, přitom klíčový význam se příkládá zejména kvalitnějšímu řízení, tvůrčímu přístupu k uskutečňování programu strany, plnému využití schopností, aktivity a iniciativy lidí.

Platnost uvedených faktů byla ověřena kromě jiného zkušenostmi a prověrkami činnosti Svazarmu v několika krajích naší republiky. Ukázalo se, že tam, kde chybí dobrá řídicí práce, nadšení a zápal pro věc se míjejí s předpokládaným výsledkem, stejně jako tam, kde chybí neformální součinnost s partnery v branné výchově, účelná organizace práce výborů a jejich aparátů, pevné spojení se základními organizacemi a péče o jejich plodnou činnost. Negativní vlivy na činnost mají i včas neřešené problémy v kadrové a materiální činnosti, špatná a nedůsledná práce s aktivem i malá pomoc z krajů a republikových ústředních výborů. Naopak tam, kde se všechny problémy operativně řeší, kde je dobře rozvinutá branně výchovná a politická činnost a kde, jedním slovem, správně funguje řízení, plní Svazarm všechny své úkoly a „ještě něco navíc“ – což je požadavek, který je předpokladem oně již zmíněné orientace na urychlený rozvoj naší společnosti, jejímž výrazem v ekonomické sféře je např. hnutí, které je známo pod názvem Pražská výzva, které přineslo již řadu cenných vkladů našemu hospodářství.

V úvodní části hodnocení činnosti Svazarmu bylo pojednáno o politickovýchovné práci. Za prospěšný a užitečný čin uplynulého období bylo označeno budování systému a upevnění úlohy politickovýchovné práce v mnohostranné činnosti a životě organizace. V obsahovém zaměření, stanovených formách, zásadách i metodách řízení odpovídá politickovýchovná práce charakteru i potřebám rozvoje naší branné organizace. Slabiny má však v malé konkrétnosti obsahového zaměření a přínosu jednotlivých forem.

Stále je nutno požadovat, aby byly zobecnovány výsledky a zkušenosti z individuální výchovné práce funkcionářů, branně výchovného aktivu a pracovníků aparátů mezi členy i na veřejnosti. Nadále zůstává požadavek těsného spojení ideologické práce se životem, nadále je třeba hledat cesty, jak upevnit ideovou a odbornou jednotu v branně výchovném působení Svazarmu, což je problém, o němž se jednalo již mnohokrát, a který se řešil různými cestami a prostředky. Jak tuto



jednotu dále upevňovat, jak řešit skloubení individuálních a celospolečenských zájmů, je nálehavým a složitým úkolem, který je třeba řešit průběžně. K řešení nepřispívají kromě jiného ani dosud existující dvě krajnosti: zaujetí jen technickou stránkou činnosti, popř. redukování politickovýchovné práce na systém branně politického vzdělávání, uskutečňovaný prostřednictvím školení, přednášek, seminářů a besed. Je jasné, že nejučinější metodou politickovýchovné práce bude vždy taková metoda, při níž ideové působení bude zcela přirozeně vyvěrat z vlastní zájmové branné a výcvikové činnosti, neboť jestliže členové Svazarmu určité světónázorové, politické a mravní poznatky nejen pochopí, ale v návaznosti na svou činnost prožijí, pak je mohou i promítat

do svých postojů a jednání.

Významným rysem hodnoceného období byla zvýšená snaha všech orgánů vytvořit finanční, materiálně technické, organizační a řídicí předpoklady. Je třeba uvést, že hlavní potřeby byly, i když se značnými problémy, pokryty. I v této oblasti se nahromadily různé problémy, které vyžadují hlubší analýzu a rozhodnější řešení. Neodkladně je ovšem třeba řešit především ekonomické zabezpečení a řídicí činnost v této oblasti se zřetelem na úroveň nových úkolů.

Dobře se rozvíjela spolupráce s bratrskými brannými organizacemi, zejména DOSAAF, rozšiřuje se výměna zkušeností, více byly podporovány branné organizace rozvojových socialistických států, upevnila se i pozice Svazarmu a všech branných

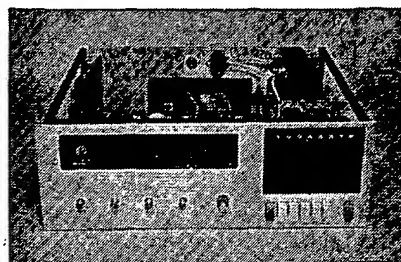
organizací socialistických států v mezinárodních sportovních organizacích, k čemuž jistě přispěly i významné úspěchy našich předních sportovců na mezinárodních kolbištích.

K úspěchům patří i širší a kvalitnější podíl na plnění úkolů branné výchovy, popularizace armády a brannosti vůbec a přínos odbornosti včetně radioamatérství pro technické a branné znalosti a dovednosti lidí, dopravní výchovu, kázeň a kolektivní pojetí života. Praktické naplňování myšlenky jednoty budování a obrazy představuje 560 brigád socialistické práce Svazarmu, přes 6000 poslanců národních výborů z řad členů naší organizace a velké množství aktivistů.

Pokračování

NÁVRH ROZHLASOVÉHO PŘIJÍMAČE Minipřijímač KIT 85

Vojtěch Matoušek



doplněné pasívními a konstrukčními součástkami. Pro konstrukci se využívá plošných spojů a na vysokých kmitočtech i upevňovacích bodů.

Rozhlasový přijímač se skládá z přijímací antény, z vlastního přijímače a reprodukčního zařízení, určeného k reprodukci přijímaných signálů. Dále se budeme zabývat jen návrhem vlastního rozhlasového přijímače. Typy antén s jejich parametry a parametry reprodukčního zařízení budeme uvádět jen tehdy, souvisí-li s vlastním návrhem přijímače.

Rozhlasové přijímače rozdělujeme na skupiny podle různých hledisek, z nichž nejčastěji jsou uvažována tato: zapojení přijímače, tvar přijímaných signálů, využití přijímače, kmitočtový rozsah, typ použitých aktivních součástek a konstrukční provedení.

Podle zapojení rozlišujeme přijímače s přímou detekcí signálu (krystalky), přijímače přímoezesilující se synchronní detekcí, superreakční a heterodynní přijímače. Vzhledem k tomu, že přijímače heterodynní (superhety) jsou dnes nejrozšířenější, budeme se dále zabývat jen tímto druhem přijímačů.

Přijímané signály slouží k přenosu informace nebo k určení polohy a parametrů pohybujícího se předmětu (vysílače). Podle tvaru signálu dělíme přijímané signály na tyto hlavní skupiny:

1. Spojité se měnící signál buď s proměnnou amplitudou (AM), s proměnným kmitočtem (FM) nebo fází (PM).
2. Signály s nespojitou změnou amplitudy, kmitočtu nebo rozdílu fází.
3. Signály s proměnnou amplitudou, s proměnným kmitočtem nebo fází, které mají charakter obrazových impulsů s modulací amplitudovou, šířkovou, časovou nebo modulací delta.
4. Signály nesoucí informaci klíčovaním nosné.

Podle poslání rozdělujeme přijímače na telekomunikační, rozhlasové, televizní, radiolokační, radionavigační, přijímače pro radioreléovou a telemetrickou síť, přijímače pro příjem z družic apod.

Telekomunikační přijímače nejčastěji slouží k příjmu signálů na jednom z daných kmitočtů pásma a mohou zpracová-

vat signály s amplitudovou modulací (i s potlačenými postranními pásmy), telegrafní signál, signál kmitočtové modulovaný, nebo mohou zpracovávat diskretní signály, tj. signály se skokovou změnou amplitudy, kmitočtu nebo se změnou rozdílu fází. Kromě toho jejich kmitočtový rozsah bývá obvykle větší než u běžných rozhlasových přijímačů.

Rozhlasové přijímače jsou určeny pro příjem spojitých signálů v rozsahu dlouhých, středních, krátkých a velmi krátkých vln. Televizní přijímače zpracovávají obvykle signály AM s částečně potlačenými postranními pásmy a kmitočtové nebo amplitudově modulovaný signál zvukového doprovodu. Barevné televizní přijímače musí navíc zpracovat i barvosný signál.

Přijímače pracující na mezilehlých staničních radioreléových spojů zpracovávají současně několik signálů přenášených v daném pásmu na několika kanálech a tyto signály po zpracování se vysílají k další radioreléové stanici. K rozdělení těchto signálů přenášených po jednotlivých kanálech dochází v koncové radioreléové stanici.

Radiolokační stanice pracují obvykle v impulsním módu a vysílají sled vř impulsů dané délky, amplitudy a daného kmitočtu, které jsou po odrazu od pohyblivého předmětu v přijímači radiolokátoru vyhodnoceny jako požadované veličiny.

Přijímače pro příjem z družic pracují obvykle v pásmu cm a mm vln a podle svého zaměření zpracovávají signály vysílané družicí.

V souladu s doporučením CCIR (mezinárodní organizace pro rozhlas) je spektrum rozhlasových kmitočtů rozděleno na pásmo kilometrové, 30 až 300 kHz, hektametrové, 0,3 až 3 MHz, dekametrové, 3 až 30 MHz, metrové, 30 až 300 MHz; decimetrové, 0,3 až 3 GHz, centimetrové, 3 až 30 GHz, milimetrové, 30 až 300 GHz a decimilimetrové, 300 až 3000 GHz.

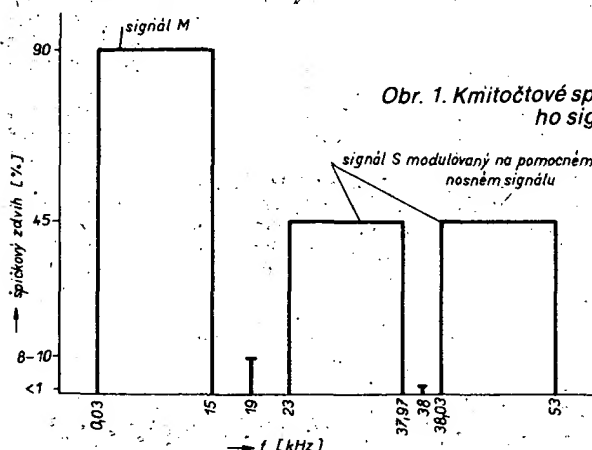
Jako aktivní prvky se do kmitočtu 45 GHz používají obvykle tranzistory, Gunnovy diody, lavinové diody a diody PIN. Pro kmitočty nad 45 GHz se používají elektronky s postupnou vlnou. Pro konstrukci běžných rozhlasových přijímačů se v současné době používají integrované a hybridní obvody, tranzistory a diody,

Základní pojmy z oblasti rozhlasových přijímačů (ČSN 36 7303)

1. Rozhlasový přijímač – přístroj určený pro příjem rozhlasových programů, který je používán širokým okruhem obyvatel a není určen pro jiné speciální účely v oblasti rozhlasového příjmu.
2. Stereofonní přijímač – přístroj určený k příjmu stereofonních programů v pásmu VKV, jehož nízkofrekvenční část je schopna zpracovat stereofonní záznam z magnetofonu a gramofonu.
3. Nepřenosný přijímač – přístroj určený k použití na jednom místě.
4. Přenosný přijímač – přístroj určený k použití na několika místech, obvykle doplněný vnitřním zdrojem napájení.
5. Autopřijímač – přístroj určený k pevnému vestavění do motorových vozidel.
6. Kombinace – přístroj doplněný buď magnetofonem nebo gramofonem nebo oběma těmito přístroji.
7. Přijímač se zlepšenými parametry – rozhlasový přijímač nejvyšší jakostní skupiny, jehož nf část je stereofonní a technické parametry dílu AM odpovídají 1. a 2. jakostní skupině. Díl AM je jen doplňkem a tudíž nemusí být jeho součástí.
8. Kombinace se zlepšenými parametry – soustava stereofonního přijímače s gramofonem nebo magnetofonem se zvýšenými požadavky.
9. Superheterodyn – přijímač, který mění přijímaný kmitočet na jeden nebo dva kmitočty mezifrekvenční.
10. Kmitočtové pásmo – rozsah kmitočtů, na kterém je vysílán rozhlasový program (DV, SV, KV, VKV).
11. Kmitočtový rozsah – rozsah kmitočtů, které je schopen přijímač přijímat bez přepínání.
12. Rozproštěný rozsah – kmitočtový rozsah nebo jeho část, v němž je

technickými prostředky dosaženo jemnějšího a přesnějšího nastavení signálů požadovaných kmitočtů.

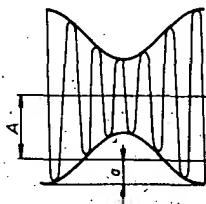
13. Samočinné ladění – schopnost přijímače automaticky se nastavit na vysílaný signál nejbližšího kmitočtu dostatečně úrovně bez předcházejícího naladění.
14. Předvolba – ladění, při kterém se signál předem nastaveného kmitočtu nastaví skokem.
15. Automatické doladění kmitočtu oscilátoru, ADK, AFC – schopnost přijímače vyrovnat malé kmitočtové změny od nastaveného kmitočtu.
16. Mezifrekvence – mezinový kmitočet u superheterodynu.
17. Zrcadlový kmitočet – kmitočet signálu, který je souměrný s kmitočtem f_0 přijímaného signálu, u něhož je středem souměrnosti kmitočet oscilátoru f_0 .
18. Zakódovaný stereofonní signál – úplný signál, kterým je kmitočtově modulována nosná vlna vysílače při stereofonním přenosu. V soustavě s pilotním kmitočtem je tvořen:
 - a) signálem M, který je rovný polovině součtu signálu pravého a levého kanálu;
 - b) signálem pilotního kmitočtu $19\text{ kHz} \pm 2\text{ Hz}$, který má 8 až 10 % maximálního zdvihu vysílače, a který na straně přijímače slouží k obnově pomocného signálu s fází, která odpovídá fázi pomocného nosného signálu na vysílači;
 - c) signálem S, který je rovný polovině rozdílu signálu levého a pravého kanálu, a který je amplitudově modulován na pomocnou nosnou $38\text{ kHz} \pm 4\text{ Hz}$, (která je potlačena tak, aby nezpůsobila větší zdvih než 1 % maximálního zdvihu vysílače, při čemž harmonické pomocné nosné a jejich postranní pásma nesmí zvětšit maximální zdvih vysílače o více než 0,2 %) (obr. 1).
19. Pilotní kmitočet –
 - a) signál o kmitočtu $19\text{ kHz} \pm 2\text{ Hz}$;
 - b) signál pomocné nosné o kmitočtu $38\text{ kHz} \pm 4\text{ Hz}$.
20. Interferenční poměr – poměr mezi žádaným a nežádoucím signálem. Obvykle se uvádí v dB.
21. Vstupní (výstupní) impedance – impedance mezi vstupními (výstupními) svorkami. Pro vř signál jsou vstupními svorkami místo pro připojení antény a země pro nesouměrný vstup, případně dipól při souměrném vstupu. Pro nf signál jsou vstupními svorkami místa připojení nf signálu. Výstupními svorkami jsou místa připojení reproduktorů nebo sluchátek.
22. Vstupní (výstupní) napětí – napětí na vstupních (výstupních) přípojných místech přijímače.



Obr. 1. Kmitočtové spektrum stereofonního signálu

23. Přeslechy mezi kanály.

- a) Poměr [dB] mezi jmenovitým výstupním napětím kanálu A k výstupnímu napětí kanálu B, je-li vstupní napětí kanálu B nulové a regulátor hlasitosti v dané poloze. Stejně tak i při přeslechu z kanálu A do kanálu B;
- b) přeslech [dB] mezi vstupy je poměr jmenovitého výstupního napětí k efektivnímu výstupnímu napětí, které vzniká přeslechem signálu z nepropojeného vstupu pracujícího s jmenovitým napětím zdroje a signálu vstupu, pracujícího s nulovým napětím zdroje (v dané poloze regulátoru hlasitosti).
24. Modulační – úměrné ovlivňování charakteristické veličiny (kmitočtu, amplitudy a fáze nosného signálu – obvykle vř) modulační veličinou.
25. Amplitudová modulační (AM) – úměrné ovlivnění amplitudy nosného signálu modulační veličinou.
26. Hloubka amplitudové modulační – poměr rozdílu mezi největší a střední amplitudou ku střední amplitudě (obr. 2). Uvádá se obvykle v %.



Obr. 2. Amplitudově modulovaný signál

27. Kmitočtová modulační (FM) – úměrné ovlivňování kmitočtu nosného signálu modulační veličinou.
28. Kmitočtový zdvih – změna kmitočtu při kmitočtové modulaci. Max. kmitočtový zdvih je změna kmitočtu, která odpovídá nejvyšší úrovni modulační veličiny vůči kmitočtu nosného signálu bez modulační.
29. Standardní modulační zkušební signál – při amplitudové modulaci je modulační kmitočet 1 kHz a hloubka modulační 30 %. Při kmitočtové modulaci a u signálu mono pro VKV je zdvih 15 kHz, pro VKV II (87,5 až 108 MHz) je zdvih 22,5 kHz. Pro stereo na obou pásmech VKV je zdvih 40 kHz.
30. Nelineární zkreslení – zkreslení, které vzniká v nelineární soustavě. Nejčastěji uváděnými typy zkreslení je zkreslení intermodulační a zkreslení způsobené křížovou modulací.
31. Činitel harmonického zkreslení – je poměr efektivního výstupního napětí všech harmonických složek (počínaje druhou harmonickou) k efektivnímu

napětí základní harmonické složky o kmitočtu f , je dán vztahem:

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100\%$$

kde U_2, U_3 až U_n jsou efektivní napětí jednotlivých harmonických složek (2. až n .) a U_1 je napětí základní harmonické složky.

32. Intermodulační zkreslení signálu – je nelineární zkreslení výstupního signálu způsobené vznikem nových kombinačních složek na výstupu přijímače, když na jeho vstupu působí dva nebo několik harmonických signálů o daných amplitudách a kmitočtech.
33. Křížová modulační – je nežádoucí transformace modulační rušivého signálu na nosnou signálu užitečného.
34. Elektrická kmitočtová charakteristika – je závislost amplitudy výstupního signálu anebo výstupního výkonu na kmitočtu při konstantní amplitudě vstupního budícího signálu.
35. Kmitočtový souběh zesílení [dB] je poměr zesílení kanálů v závislosti na kmitočtu při dané poloze regulátoru hlasitosti.
36. Fyziologická regulace hlasitosti – regulace hlasitosti, při které se mění kmitočtová charakteristika výstupního signálu se zřetelem na vlastnosti lidského ucha.
37. Přijímací anténa – je zařízení sloužící pro příjem energie elektromagnetického pole a její přeměnu na elektrický vř signál pro vř vstup přijímače. Může být venkovní a vnitřní.
38. Umělá anténa – při měření nahrazuje přijímací anténu pro určité příjmové podmínky a dané kmitočtové pásmo.
39. Akustická kmitočtová charakteristika – je kmitočtová charakteristika celého zesilovacího kanálu zjištěná měřením hladiny akustického tlaku, který vytvoří reproduktor v daném bodě poslechového prostoru.
40. Střední akustický tlak – je efektivní akustický tlak měřený ve standardním poslechovém prostoru daným šumovým signálem. Uvádí se především hladina standardního akustického tlaku [dB] vztažená na tlak $2 \cdot 10^{-5}\text{ Pa}$.
41. Střední jmenovitý charakteristický tlak – je akustický tlak odpovídající největšímu elektrickému výstupnímu výkonu (anebo jiným způsobem definovanému elektrickému výstupnímu výkonu přijímače).
42. Tuner – je zařízení určené pro příjem rozhlasového vysílání, které obsahuje vř a mf díl a u FM i stereofonní dekodér. Výstupní signál je určen pro další nízkofrekvenční zpracování.
43. Práh stereofonního příjmu je napětí na vř vstupu přijímače, při kterém se samočinně přepne stereofonní dekodér na stereofonní provoz.
44. Tiché ladění – blokování šumu na výstupu přijímače při jeho přeladování, nebo není-li dostatečný vstupní signál.
45. Práh potlačení šumu – je napětí na vstupu přijímače, při kterém se automaticky otevírá výstup přijímače při daném poměru signál/šum.
46. Stereofonní váha – je ovládací prvek, kterým se kmitočtově nezávisle vyrovnává zesílení mezi jednotlivými kanály při stereofonii.

47. Citlivost.

a) Základní citlivost je citlivost omezená šumem jako minimální úroveň vstupního signálu při standardní modulaci, při které dostaneme standardní výstupní výkon při poměru úrovně výstupního signálu včetně šumu k úrovni šumu rovném při FM = 26 dB a při AM = 20 dB;

b) užitečná citlivost je citlivost omezená šumem jako minimální úroveň vstupního signálu při standardní modulaci dávající standardní výstupní výkon při poměru úrovně výstupního signálu včetně šumu k úrovni šumu při FM = 46 dB a při AM = 36 dB;

c) citlivost pro nasycený stav při FM je úroveň vstupního signálu při standardní modulaci, při které se zmenší úroveň výstupního signálu o 3 dB, zmenšujeme-li plynule úroveň vstupního signálu.

48. Hvězdy – jsou interference, které vznikají působením různých částí superheterodynního přijímače.

49. Potlačení AM na rozsazích FM je schopnost přijímače potlačit přítomnou AM a intermodulační složky, jsou-li na vstup přivedeny současně signály AM i FM.

50. Činitel odrazu na vstupu VKV přijímače. Odrazy na vstupu přijímače jsou způsobeny nepříznivým impedance anténního svodu ke vstupní impedanci přijímače.

51. Zahlcení přijímače blízkým signálem znemožňuje příjem požadovaného signálu; je-li současně s ním přiveden na vstup přijímače signál blízkého kmitočtu s větší amplitudou.

52. Autoanténa – přijímací anténa, která je pevně vestavěna do motorového vozidla. Její impedance je 150 Ω a kapacita max. 70 pF.

Těchto 52 definic nám umožní se rychle orientovat jak při návrhu, tak i při měření přijímače.

Všeobecné kvalitativní požadavky na přijímač

Při návrhu a konstrukci přijímače se musíme snažit, aby se přijímač svým konstrukčním vybavením a vzhledem co nejvíce blížil současnému stavu techniky. Jak jsme již uvedli, rozhlasové přijímače se dělí podle provozních podmínek na nepřenosné, přenosné a autopřijímače. Podle vlastností a vybavení je dělíme do skupin (viz ČSN 36 7303). *Nepřenosné přijímače* rozdělujeme na čtyři skupiny:

Skupina 1.

Do této skupiny patří přijímače nejvyšší jakostní skupiny s velkou věrností přenosu. Přijímače musí být stereofonní s oddělenou regulací hloubek a výšek, musí mít automatické přepínání mono-stereo, indikátor stereofonního příjmu, přepínač mono-stereo, možnost stereofonní reprodukce z magnetofonu a gramofonu s magnetodynamickou přenoskou a výstup pro záznam na magnetofon. Musí mít indikátor vyladění, vypínatelné AFC, tiché ladění, výstup pro stereofonní sluchátka a odpojitelnou fyziologickou regulaci hlasitosti. Mohou být doplňovány novinkami, které zlepšují a zjednodušují obsluhu. Mají mít výstup na reproduktorové soustavy.

Skupina 2

Nepřenosné stereofonní přijímače používané v kombinaci s gramofonem

nebo magnetofonem apod. Mají menší výkon než přijímače skupiny 1. Přijímače musí mít na FM automatické přepínání mono-stereo, indikátor stereofonního příjmu, ruční spínač mono-stereo, umožňují stereofonní reprodukci z gramofonu a magnetofonu, mají výstup pro záznam na magnetofon, vypínatelné AFC, přípojku pro stereofonní sluchátka, oddělenou regulaci hloubek a výšek, tiché ladění a šumovou automatiku. Dále musí mít výstup pro reproduktory, pokud nejsou reproduktory jeho součástí. Další vybavení není omezujícím činitelem.

Skupina 3

Standardní nepřenosné přijímače s podobným vybavením jako ve skupině 2. Mají mít oddělenou regulaci hloubek a výšek, přípojku pro sluchátka, reproduktory vestavěné ve vlastní skřínce nebo reproduktorové soustavy středních rozměrů, vlnové rozsahy VKV, KV, SV, DV a mohou být doplněny šumovou automatikou a tichým laděním. Je možné je používat do kombinací. Mohou mít i další vybavení, např. ovládací prvky apod.

Skupina 4

Malé přijímače sloužící jako vedlejší přijímače, které mohou být doplněny účelovým zařízením (budíkem, spínacími hodinami apod.) Mohou mít různé provedení vzhled. Jsou vyrobeny jako nepřenosné a pokud jsou na baterie, jsou doplněny i síťovým zdrojem. Mají minimální počet reproduktorů a akustická kmitočtová charakteristika je omezená.

Přenosné přijímače dělíme též do čtyř skupin:

Skupina 1

Kufříkové stereofonní přijímače vhodné i pro spojení se stereofonním kazetovým magnetofonem. Musí být stereofonní, mít vypínatelné AFC, automatické přepínání mono-stereo, indikaci stereofonního příjmu, ruční spínání mono-stereo, indikátor vyladění, konektor pro připojení stereofonního magnetofonu a gramofonu, konektor pro vnější anténu, reproduktory a stereofonní sluchátka, vlnové rozsahy VKV, KV, SV, DV, oddělenou regulaci hloubek a výšek, kombinované napájení z monočlánků a autobaterie nebo sítě. Mohou být doplněny tichým laděním a jinými prvky, které zlepšují a zjednodušují obsluhu.

Skupina 2

Přenosné přijímače podobné jako ve skupině 1, avšak stereofonní provoz, indikátor vyladění a kombinované napájení nejsou podmínkou.

Skupina 3

Přenosné přijímače středních rozměrů napájené většinou z baterií (mohou mít přípojku na vnější zdroj nebo síťovou vložku). Mají nejméně tři vlnové rozsahy, z nichž jeden je VKV. Další doplňky nejsou nutné.

Skupina 4

Malé přijímače, které jsou vybaveny základními ovládacími prvky a jsou napájeny z baterie. Výkon, počet rozsahů a nízkofrekvenční rozsah elektroakustické charakteristiky jsou dány rozměry přijímače.

Autopřijímače dělíme do tří skupin:

Skupina 1

Autopřijímače ve stereofonním provedení určené pro trvalé vestavění a provoz v automobilu. Jsou napájeny jen z autobaterie, musí mít čtyři vlnové rozsahy včetně VKV, vypínatelné AFC, tlačítkovou předvolbu, tónový regulátor, přípojku pro magnetofon a reproduktorovou soustavu a případně vestavěný stereofonní kazetový přehrávač. Mohou být doplněny dalšími prvky, které zjednodušují a zlepšují obsluhu.

Skupina 2

Autopřijímače s klasickým vybavením pro vestavění a provoz v automobilu. Mají nejméně dva vlnové rozsahy a pokud mají VKV, musí mít AFC. Napájeny jsou jen z autobaterie. Nemusí mít tónovou clonu.

Skupina 3

Autopřijímače s podobnou konstrukcí jako ve skupině 2 jen se základním vybavením. Napájení z autobaterie.

Pro reproduktorové soustavy jsou doporučeny impedance 4, 8 a 16 Ω , případně 25, 50 a 100 Ω . Jmenovitý elektrický výkon reproduktorové soustavy musí být o 20 % větší, než je jmenovitý výstupní výkon jednoho kanálu přijímače.

Všeobecné technické požadavky

Všeobecné technické požadavky jsou uvedeny v tabulkách 1 až 3. Přijímač musí splnit všechny závazné požadavky pro danou skupinu. Mezi všeobecné technické požadavky patří:

1. *Napájecí napětí.* Síťové přijímače musí spolehlivě pracovat při odchylce $\pm 10\%$ od jmenovitého napětí sítě a při standardních klimatických podmínkách. Přenosné přijímače musí spolehlivě pracovat při napájení z vestavěného napájecího zdroje při odchylce $+10\%$ a -35% jmenovitého napětí při zatížení ve standardních klimatických podmínkách. Autopřijímače musí spolehlivě pracovat při napájení z autobaterie v rozmezí -10% až $+20\%$ jmenovitého napětí. Doporučená napájecí napětí jsou:

a) přijímače nepřenosné	-220 V
b) přijímače přenosné	-12, 9, 7, 5, 6 V
c) autopřijímače (jmenovité)	-12, 6 V
(provozní)	-14, 7 V

Při změnění napájecího napětí je třeba počítat se zhoršením parametrů (výstupního výkonu, zkreslení, citlivosti).

2. *Standardní klimatické podmínky.* Pokud není stanoveno jinak – ověřují se vlastnosti přijímačů při těchto podmínkách:

teplota	$+20 \pm 5^\circ\text{C}$
relativní vlhkost vzduchu	od 45 do 75 %
tlak vzduchu	od 86 do 106 kPa

3. *Kmitočtové rozdělení rozhlasových pásem.* Přijímače pracují v těchto kmitočtových pásmech:

vysílače s kmitočtovou modulací	
VKV I	66 až 73 MHz
VKV II	87,5 až 108 MHz

vysílače AM
v pásmu dlouhých vln, 2000 až 1050 m, 150 až 285 kHz;
středních vln, 572 až 185 m, 525 kHz až 1,605 MHz;
krátkých vln, 50,42 až 11,49 m, 5,95 až 26,1 MHz.

Pro snažší ladění jsou na krátkých vlnách využívána rozprostřená pásma:

49 m	- 5,95 až 6,2 MHz,
41 m	- 7,1 až 7,3 MHz,
31 m	- 9,5 až 9,775 MHz,
25 m	- 11,7 až 11,975 MHz,
19 m	- 15,1 až 15,45 MHz,
16 m	- 17,7 až 17,9 MHz,
13 m	- 21,45 až 21,75 MHz,
11 m	- 25,6 až 26,1 MHz.

Některé typy přijímačů mají ještě tato pásma:

125 m	- 2,3 až 2,498 MHz,
90 m	- 3,2 až 3,4 MHz,
75 m	- 3,95 až 4,0 MHz,
62 m	- 4,75 až 4,995 MHz,
59,5 m	- 5,005 až 5,06 MHz.

4. *Bezpečnost přijímačů.* Pro bezpečnost z hlediska elektrické odolnosti a vybavení musí přijímače vyhovovat požadavkům

Tab. 1. Nepřenosné přijímače. Závazné vlastnosti

Parametr			Skupina přijímačů				Poznámka
			1	2	3	4	
FM část							
Kmitočtové rozsahy			podle bodu 3 předchozí kapitoly				
Stálost naladění [kHz]	s AFC		25	30	40	50	$Z_{vst} = 75 \Omega$
	bez AFC		70	90	120	120	
Citlivost pro (s + š) : š = 26 dB [μV]	mono		1	2	4	6	
	stereo		8	15	–	–	
Selektivita S300 [dB]			55	40	36	30	
Inferenční poměr pro zrcadlový signál [dB]	69 MHz		66	50	40	34	
	94 MHz						
Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál [dB]	69 MHz		70	60	50	40	
	94 MHz						
Amplitudově-kmitoč- tová elektrická charakteristika [Hz]	výstup pro zesilovač a magnetofon		40 až 15 000	40 až 14 000	63 až 12 500	63 až 12 500	1. skupina ±1,5 dB
	přes celý přijímač		31,5 až 15 000	40 až 15 000	63 až 12 500	63 až 12 500	
	nf části		20 až 20 000	20 až 18 000	63 až 12 500	–	
Akustická kmitočtová charakteristika [Hz]			20 až 20 000	50 až 18 000	100 až 10 000	150 až 6300	
Nelineární zkreslení	na výstupu pro zesilovač	mono-stereo 1 kHz	1/1,5 % –40/–36,5 dB	1,5/3 % –36,5/ –30,5 dB	2 % –34 dB	3 % –30,5 dB	U_{vst} užít citlivosti, $m = 100 \%$
		mono v pásmu 100 Hz až 10 kHz	1 % –40 dB	3 % –30,5 dB	5 % –26 dB	5 % –26 dB	
		stereo v pásmu 80 až 6300 Hz	3 % –30,5 dB	5 % –26 dB	–	–	
	nf části	1 kHz	1 % –40 dB	1,5 % –36,5 dB	2 % –34 dB	3 % –30,5 dB	Pro 1. a 2. skupinu i při $P = 100 \text{ mW}$
		v pásmu	1,5 % –36,5 dB 0,1 až 10 kHz	2,5 % –32 dB 0,25 až 6,3 kHz	– – –	– – –	
Přeslechy [dB]	přes vf část na výstupu pro zesil.	1 kHz	36	30	–	–	
		v pásmu 80 až 10 000 Hz	30	26	–	–	
	přes nf část	1 kHz	50	40	–	–	
		v pásmu 80 až 10 000 Hz	40	35	–	–	
	mezi vstupy	1 kHz	60	50	–	–	
Potlačení zbytků pilotní- ho signálu [dB]		19 kHz	46	40	–	–	
		38 kHz	60	50	–	–	
Potlačení AM na rozsazích FM [dB]			50	40	40	36	
Odstup (s + š) : š [dB]	na výstupu pro zesilovač	mono	60	56	48	46	$U_{vst} = 0,5 \text{ mV} / 75 \Omega$
		stereo	54	50	–	–	
	nf části		60	56	48	46	
Odstup signálu od cizích napětí [dB]	na výstupu pro zesilovač		50	46	40	36	$U_{vst} = 0,5 \text{ mV} / 75 \Omega$ 1. skupina i při $P = 100 \text{ mW}$
	nf části		60	50	46	40	
Největší užitečný výstupní výkon [W] pro zkreslení k [%]			2×15 1 –40 dB	2×6 3 –30,5 dB	5 5 –26 dB	2 5 –26 dB	

Tab. 1. Nepřenosné přijímače. Závazné vlastnosti (pokračování)

Parametr	Skupina přijímačů				Poznámka
	1	2	3	4	
Akustická zpětná vazba [dB]	–	–	–26	–10	
Vstupní napětí pro gramofon a výstupní napětí na výstupu pro magnetofon a zesilovač	podle bodu 20 předchozí kapitoly				
Zbytkový výstupní výkon	podle bodu 31 předchozí kapitoly				
Největší užitečný vstupní signál [mV]	150	100	50	50	
Intermodulační zkreslení	2 % –34 dB	3 % –30,5 dB	–	–	
Užitečná citlivost (s + š) : š = 46 dB [μV] (mono/stereo)	15/100	50/350	100	–	$Z_{vst} = 75 \Omega$
AFC – samočinné doladění [kHz]	±100	±150	±200	–	
AM část					
Kmitočtové rozsahy	podle bodu 3 předešlé kapitoly				
Stállost naladění SV 1 MHz/KV 11,8 MHz [dB]	2/4	2/4	3/6	3/8	
Citlivost (s + š) : š = 20 dB [μV]	DV	60	150	200	$Z_{vst \min} = 2,5 \text{ k}\Omega$ ve středu pásma
	SV	40	100	150	
	KV	60	130	180	
Selektivita S_9 [dB]	DV	60	50	40	
	SV	50	40	34	
	KV	50	40	27	
Interferenční poměr pro zrcadlový signál [dB]	DV 0,25 MHz	60	54	44	nebo střed pásma
	SV 1,0 MHz	60	45	36	
	KV 11,8 MHz	22	15	10	
Interferenční poměr pro mf signál [dB]	DV 0,25 MHz	60	50	40	
	SV 0,55 MHz	50	46	40	
Amplitudově kmitočtová elektrická charakteristika [Hz]	na výstupu pro zesilovač	50 až 4500	50 až 4000	50 až 2500	
	přes celý přijímač	30 až 4500	50 až 4000	50 až 2500	
Nelineární zkreslení v přenášeném pásmu [dB]	3 % –30,5	4 % –28	5 % –26	5 % –26	$m = 80 \%$
Odstup signálu od cizích napětí [dB]	55	50	40	40	
Automatické vyrovnaní citlivosti [dB]	60	50	46	40	
Největší užitečný vstupní signál [mV]	1000	600	300	200	
Akustická zpětná vazba [dB]	DV, SV	–	–	–14	
	KV	–	–	0 +6	
Největší užitečný výstupní výkon [W]	15	6	5	2	
Doporučené údaje					
Nastavení, souhlas se stupnicí [%]	±2	±3	±4	±4	FM ve středu pásma FM
Činitel odrazu na vstupu [dB]	12 0,25	10,5 0,3	6 0,5	–	
Citlivost pro nasycený stav [nV]	5	15	30	50	FM, $Z_{vst} = 75 \Omega$
Tiché ladění – prah šumové automatiky [μV]	5	–	–	–	FM, $Z_{vst} = 75 \Omega$
Selektivita S_{100} [dB]	6	6	10	–	FM
Rozsah stereovány min. [dB]	40	20	–	–	FM
Amplitudově kmitočtový souběh kanálů nf části [dB]	2	4	–	–	
Střední akustický tlak a střední jmenovitý akustický tlak [Pa]	1,0	0,6	0,35	–	daný výpočtem

Tab. 1. Nepřenosné přijímače. Závazné vlastnosti (dokončení)

Parametr		Skupina přijímačů				Poznámka
		1	2	3	4	
Nastavení, souhlas se stupnicí [%]	DV SV KV	$\pm 1,6$ ± 1 $\pm 1,2$	$\pm 2,4$ $\pm 1,2$ $\pm 1,8$	$\pm 3,2$ $\pm 1,6$ $\pm 2,4$	± 4 $\pm 2,2$ ± 3	AM
Mrtvý chod [kHz]		1,0	1,5	2,0	3,0	AM
Užitečná citlivost (s + š) : š = 36 dB, SV [μV]		200	350	800	1000	AM
Hvizdy [dB]	DV SV KV	40 30 20	20 15 10	26 10 0	20 – –	AM
Vnitřní anténa AM				ano	ano	

Tab. 2. Přenosné přijímače. Závazné vlastnosti

Parametr		Skupina				Poznámka
		1	2	3	4	
Kmitočtové rozsahy		podle bodu 3 předchozí kapitoly				FM
Stálost naladění [kHz]		25 70	30 90	40 120	40 120	FM, s AFC FM, bez AFC
Citlivost (s + š) : š = 26 dB [μV]	mono	1,5 10	3 –	5 –	10 –	FM, $Z_{vst} = 75 \Omega$ FM, $Z_{vst} = 75 \Omega$
	stereo					
Selektivita S_{300} [dB]		50	40	34	28	FM
Interferenční poměr pro zrcadl. sig. [dB]		54	44	34	30	FM
Interferenční poměr pro mř. signál [dB]		60	55	40	36	FM
Amplitudově-kmitočtová el. charakter. [Hz]		40 až 14 000	63 až 12 500	80 až 10 000	100 až 6300	FM
Akustická kmitočtová charakteristika [Hz]		63 až 12 500	100 až 6 300	150 až 4500	300 až 3700	FM
Nelineární zkreslení	1 kHz mono/stereo [dB]	1/1,5 % –40/–36,5	2 % –30,0	2,5 % –32	3 % –30,5	FM, $m = 100 \%$
	v pásmu 250 Hz až 6300 Hz mono/stereo [dB]	2/5 % –34/26	3 % –30,5	4 % –28	5 % –26	
Přeslechy [dB]	1 kHz	34	–	–	–	FM
	v pásmu 250 až 6300 Hz	27	–	–	–	
Potlačení zbytku pilot. sig. [dB]	19 kHz	40	–	–	–	FM
	38 kHz	50	–	–	–	
Potlačení AM na rozsazích FM [dB]		50	40	36	30	FM
Odstup (s + š) : š, mono/stereo [dB]		60/50	54	46	36	FM, $U_{vst} = 0,5 \text{ mV}/75 \Omega$
Odstup signálu od cizích napětí [dB]	bater.	54	50	46	40	FM, $U_{vst} = 0,5 \text{ mV}/75 \Omega$
	síť	50	46	40	–	
Největší užitečný výstupní výkon (min.) [W/%] k [dB]		3/2 –34	1,2/4 –28	0,75/5 –26	0,2/5 –26	
Akustická zpětná vazba [dB]		–26	–20	–15	–10	FM
Odstup signálu od cizích nap., bat./síť [dB]		60/56	–	–	–	FM
Intermodulační zkreslení [%/dB]		2/–34	–	–	–	FM
Užitečná citlivost (s + š) : š = 46 dB, mono/stereo [μV]		15/80	50	–	–	FM, $Z_{vst} = 75 \Omega$
AFC – samočinné doladování [kHz]		± 100	± 200	± 200	–	FM, $U_{vst} = 2,5 \text{ mV}/75 \Omega$
AM část						
Kmitočtové rozsahy		podle bodu 3 předchozí kapitoly				
Stálost naladění DV, SV/KV [dB]		3/4	4/6	5/8	5/8	

Tab. 2. Přenosné přijímače. Závažné vlastnosti (dokončení)

Parametr		Skupina				Poznámka
		1	2	3	4	
Citlivost ($s + \delta$) : $\delta = 20$ dB [$\mu\text{V/m}$]	DV SV UA/FA KV	660 400 100 500	900 600 200 950	2000 800 350 1400	3000 1100 500 2100	$x =$ na vnější anténu
Interferenční poměr pro zrcadlový signál [dB]	DV 0,25 MHz SV 1 MHz KV 11,8 MHz	50 56 20	54 45 10	40 36 6	36 30 -	
Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál [dB]	DV 0,25 MHz SV 0,55 MHz	50 46	46 40	36 30	30 26	
Amplitudově kmitočtová elektrická charakteristika [Hz]		50 až 4000	50 až 3000	50 až 2000	100 až 2000	
Selektivita S_9 [dB]	DV SV KV	50 46 36	46 40 30	40 34 27	36 27 -	
Nelineární zkreslení v přenášeném pásmu [dB]		3 % -30,5	4 % -28	5 % -26	7 % -23,1	$m = 80$ %
Odstup signálu od cizích nap. bat./síť [dB]		55/46	50/44	46/40	46	
Automatické vyrovnání citlivosti [dB]		60	46	36	30	
Největší užít. vst. signál (1 MHz) [V/m]		7	3,5	2	1,5	
Akustická zpětná vazba [dB]	DV SV KV	-26 -20 -6	-16 -10 0	-3 -8 +3	0 -6 +6	
FM část					Doporučené vlastnosti	
Nastavení, souhlas se stupnicí [%]		$\pm 3,6$	$\pm 4,6$	± 5	-	
Citlivost pro nasycený stav [μV]		10	15	30	50	$Z_{\text{vst}} = 75 \Omega$
Střední akustický tlak a střední jmenovitý akustický tlak [Pa]		0,5	-	-	-	
Potlačení postranních maxim na VKV – charakteristika ladění [dB]		5	4	-	-	
AM část					Doporučené vlastnosti	
Nastavení, souhlas se stupnicí [%]	DV SV KV	± 2 ± 2 $\pm 3,5$	$\pm 2,5$ $\pm 2,5$ $\pm 3,5$	± 3 ± 3 ± 4	- $\pm 3,5$ -	
Mrtvý chod, SV, 1 MHz [kHz]		2	3	4	5	
Užit. citlivost ($s + \delta$) : $\delta = 36$ dB na SV [$\mu\text{V/m}$]		1500	2500	-	-	

Tab. 3. Autopřijímače

Parametr	Jednotka	skupina			Poznámka
		1	2	3	
FM část					Závazné vlastnosti
Kmitočtové rozsahy		podle bodu 3 předchozí kapitoly			
Stálost naladění [kHz]		30 70	50 90	–	s AFC bez AFC
Citlivost (s + š) : š = 26 dB, mono/stereo [μV]		1,5/8	3	–	Z _{vst} = 75 Ω jmen.
Citlivost pro nasycený stav [μV]		3	10	–	Z _{vst} = 75 Ω jmen.
Selektivita S ₃₀₀ [dB]		50	34	–	
Interferenční poměr zrcadlový signál [dB]		66	50	–	
Interferenční poměr pro mf signál [dB]		70	50	–	
Amplitudově kmitočtová charakteristika pro celý přijímač [Hz]		40 až 14 000	63 až 12 500	–	

Tab. 3. Autopřijímače (dokončení)

Parametr		Jednotka	skupina			Poznámka
			1	2	3	
Nelineární zkreslení	1 kHz mono/stereo [dB]		1/1,5 % -40/36,5	3 % -30,5		
	250 až 300 Hz mono/stereo [dB]		3/5 % -30,5/-26	5 % -26		
Přeslechy [dB]	1 kHz		30	-	-	
	250 až 6300 Hz		26	-	-	
Potlačení AM na rozsazích FM [dB]			50	40	-	
Největší užít. výst. výkon min. [W]			2 × 6	4	-	
Největší užít. vstupní signál [mV]			250	150	-	
Užit. citlivost (s + š) : š = 46 dB [μV]			10/70	25	-	Z _{vst} = 150 Ω
AFC – samočinné doladění [kHz]			±100	±100	-	
AM část						Závazné vlastnosti
Kmitočtové rozsahy						podle bodu 3 předchozí kapitoly
Stálost naladění DV, SV/KV [dB]			2/4	2/6	3/8	
Citlivost (s + š) : š = 20 dB [μV]	DV		50	80	160	umělá autoanténa
	SV		20	50	100	
	KV		20	50	100	
Selektivita S ₉ [dB]	DV		50	46	36	
	SV		50	40	34	
	KV		44	34	28	
Inferenční poměr pro zrcadlový signál [dB]	DV 0,25 MHz		70	60	50	
	SV 1 MHz		60	50	42	
	KV 11,8 MHz		30	20	14	
Interferenční poměr pro mf signál	DV 0,25 MHz		60	50	40	
	SV 1 MHz		50	40	30	
Amplitudově kmitočtová charakteristika celého přijímače [Hz]			50 až 4000	50 až 2500	100 až 2000	SV 1 MHz
Nelineární zkreslení v přenášeném pásmu [dB]			2 % -34	3 % -30,5	4 % -28	m = 80 %
Největší užít. vstupní signál [mV]			1000	500	500	SV 1 MHz
Automatické vyrovnání citlivosti [dB]			70	56	50	SV 1 MHz
FM část						Doporučené vlastnosti
Nastavení, souhlas se stupnicí [%]			±3,6	±4,6	±5	
Potlačení postranních maxim na VKV [dB]			6	4	-	
AM část						Doporučené vlastnosti
Souhlas se stupnicí (%), nastavení	DV		±2	-	-	
	SV		±2	±2,5	±3	
	KV		±3,5	±3,5	-	
Mrtvý chod [kHz]			2	3	4	SV 1 MHz
Užit. citlivost (s + š) : š = 36 dB [μV]	DV		200	500	1000	
	SV		130	320	650	
	KV		130	320	650	

ČSN 36 7000 (viz AR B 1/86). Bateriové přijímače musí z hlediska bezpečnosti vyhovovat požadavkům ČSN 36 7004 a autopřijímače musí z hlediska pasivní bezpečnosti motorových vozidel vyhovovat předpisu EHK č. 21, body 5.1.4. a 5.1.5.

5. **Vyzařování.** Přijímače musí vyhovovat ustanovením uvedeným v ČSN 34 2850 a ČSN 34 2870.

6. **Doporučená přípojná místa a jejich zapojení.** Počet přípojných míst musí odpovídat dané skupině a jejich zapojení

musí být shodné s ONT 36 7008 V (viz AR B5/77 a AR B1/80).

7. **Klimatická odolnost.** Přijímače musí odolávat klimatickým vlivům, které na ně působí během provozu, dopravy a skladování. Nepřenosné přijímače musí zabezpečovat příjem v rozsahu teplot -5 až +35 °C a při relativní vlhkosti 65 % při 20 °C. Přenosné přijímače musí zabezpečovat příjem v rozsahu teplot -5 až +45 °C a relativní vlhkosti vzduchu 85 % při 20 °C. Autopřijímače musí zabezpečo-

vat příjem v rozsahu teplot -5 až +50 °C s relativní vlhkostí vzduchu 85 % při 20 °C.

8. **Mechanická odolnost.** Přijímače musí být odolné vůči otřesům a pádům.

9. **Kmitočtové rozsahy.** Přijímač musí pracovat v rozsazích uvedených na stupnici

a v technické dokumentaci přijímače.

10. Správná činnost přijímače – přijímač musí zodpovídat určenému používání bez rušivých znaků. Pozoruje se bezhlučný chod ovládacích prvků, drnčení, pazvuky reproduktorů a spolehlivá funkce přijímače. Při poslechu v jakékoli poloze regulačních prvků nesmí být slyšitelné mechanické kmitání součástek. Ladění musí mít lehký a plynulý chod bez zřetelného zadržávání.

11. Spolehlivost a trvanlivost. Ovládací prvky vystavené mechanickému opotřebení při obsluze musí vyhovovat namáhání, které odpovídá 10 000 násobnému opakování pracovního pohybu (přepnutí, přetočení, apod.).

12. Nastavení a souhlas se stupnicí (indikace naladění). Číselné nastavení stupnice na všech rozsazích musí být vyznačeno v kmitočtech (kHz, MHz).

Nastavení stupnic musí souhlasit s kmitočtem přiváděného signálu.

13. Mrtvý chod. Náhon ladění nemá mít mrtvý chod, který by překážel pohodlné obsluze.

14. Stálost naladění. Vlivem ohřátí přijímače, při měření v rozsahu vstupního signálu od jmenovité citlivosti až do 100 mV a při změně napájecího napětí o $\pm 10\%$ se nemá zmenšit výstupní výkon při AM o více než je uvedeno v tab. 1 až 3.

Ze stejného důvodu se na FM nemá změnit naladění kmitočtem o více než podle tab. 1 až 3. Měří se ve středu kmitočtových rozsahů. Vliv přijímače se měří v době od 2. do 60. minuty po zapnutí přijímače, přičemž před zapnutím byl přijímač ve vypnutém stavu nejméně 16 hodin při standardních klimatických podmínkách. Po dobu měření je přijímač vybuzen nízkofrekvenčním sinusovým signálem 1 kHz na 50 % jmenovitého výkonu a teplota okolí se nesmí měnit o více než $\pm 2,5^\circ\text{C}$.

15. Citlivost. Citlivosti jsou uvedeny v tab. 1 až 3. U přenosných přijímačů se nesmí uvedená citlivost zhoršit o víc než 15 dB při zmenšení napájecího napětí o 35 % proti napětí jmenovitému. U autopřijímačů se nesmí udaná jmenovitá citlivost zhoršit o více než 6 dB při zmenšení napájecího napětí o 10 % pod jmenovitou velikost.

16. Selektivita. U rozhlasových přijímačů je dána poměrem úrovně v dB pro kmitočty vzdálené na obě strany o 9 kHz od žádaného signálu na rozsahu AM a o 300 kHz, u FM, pro nepřenosné přijímače skupiny 1 také o 100 kHz. Označuje se S_0 , S_{100} , S_{300} . Pro SV a DV je selektivita, uvedená v tabulce, získána jako střední hodnota z naměřených údajů minimálně pro tři kmitočty každého rozsahu. Na VKV je udána selektivita pro střední kmitočet rozsahu.

Pokud má přijímač přepínatelnou šířku pásma AM, nesmí se selektivita při přepnutí na široké pásmo zmenšit o více než 20 dB a střední křivky musí zůstat stálý bez dalšího dolaďování. Selektivita jsou uvedeny v tab. 1 až 3.

17. Interferenční poměr pro zrcadlový signál je udáván číselně pro jeden kmitočet rozsahu v dB. Interferenční poměry pro zrcadlový signál a měřicí kmitočty jsou uvedeny v tab. 1 až 3 pro každé pásmo.

18. Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál je dán číselně pro měřicí kmitočet, na SV 550 kHz, na DV 250 kHz a na VKV pro střed rozsahu; jeho velikosti jsou v tab. 1 až 3.

19. Potlačení postranních maxim na roz-

sahu VKV při ladění přijímače na daný signál – charakteristika ladění. Při obou vstupních signálech musí být potlačení maxim vztaheno k poměru výstupních signálů a musí být větší nebo rovné údaj v tab. 1.

20. Výstupní napětí na výstupu pro zesilovač a magnetofon musí být minimálně rovné napětí uvedenému pro magnetofonový výstup a výstup pro zesilovač (viz bod 23). Jeho velikost v pravém a levém kanálu se nesmí lišit o více než 3 dB v celém kmitočtovém pásmu ní zesilovače.

21. Citlivost pro nasycený stav musí být minimálně podle tab. 1 až 3.

22. Amplitudové kmitočtové charakteristika celého přijímače. Šířka přenášeného pásma u monofonních přijímačů nemá být větší než 20 kHz při lineárním nastavení tónových korekcí. Akustická kmitočtová charakteristika celého zesilovacího kanálu: její nerovnoměrnost může být max. 10 dB při kmitočtech vyšších než 250 Hz a 14 dB při kmitočtech nižších než 250 Hz. Při výpočtu nerovnoměrnosti charakteristiky se neuvažují špičky a prohlubně, které jsou užší než 1/8 oktávy. Při oddělených reproduktorových soustavách je nutné použít soustavy, které mají ekvivalentní akustické vlastnosti.

23. Gramofonový vstup a magnetofonový výstup. Citlivost gramofonového vstupu přijímače při jmenovitém výkonu musí být 200 mV na impedanci 470 k Ω pro výchylkové měniče a 2 mV na impedanci 47 k Ω + 20 % pro rychlostní měniče. Maximální vstupní napětí pro dané zesílení je +20 dB od údaje citlivosti.

Výstup pro magnetofon a zesilovač. Výstupní napětí na výstupu pro magnetofon při standardní modulaci musí být minimálně 0,2 mV/k Ω výstupní impedance a když je přijímač vybuzen na největší užitečný výstupní výkon, nesmí být větší než 2 mV/k Ω výstupní impedance při vstupním v \hat{f} signálu 0 dB, modulovaném kmitočtem 1 kHz při AM i FM na 100 %. Nepřenosné přijímače 1. a 2. skupiny musí mít kromě magnetofonové přípojky i výstup na zesilovač s impedancí menší než 22 k Ω a výstupní napětí musí být minimálně 200 mV při standardní modulaci.

24. Amplitudové kmitočtové charakteristika ní části přijímače. Údaje kmitočtové charakteristiky měřené elektricky jsou uvedeny v tab. 1 až 3 a nesmí se lišit o více než ± 2 dB v oblasti nízkých kmitočtů a o $\pm 2,5$ dB v oblasti vyšších kmitočtů a u přijímačů 1. a 2. skupiny o více než $\pm 1,5$ dB v celém rozsahu.

25. Největší užitečný výstupní výkon a nelineární zkreslení přes celý přijímač. Největší užitečné výstupní výkony jsou v tab. 1 až 3 pro kmitočet 1 kHz; pokud není v tabulkách uvedeno zkreslení, platí údaj maximálního užitečného výkonu pro zkreslení 5 %. U přijímačů 1. a 2. skupiny platí údaj zkreslení i pro výkon 100 mW; přes ní část přijímače. V tabulkách uvedené maximální užitečné výkony přijímače platí pro celkové zkreslení 5 %, pokud v tabulkách není uveden jiný údaj. Zkreslení ní části přijímače v závislosti na vstupním napětí nemá až po maximální užitečný výstupní výkon překročit velikost uvedenou v tab. 1 až 3.

Největší užitečný výstupní výkon se měří při jmenovitém napájecím napětí. U přenosných přijímačů se může při zmenšení napájecího napětí o 35 % zmenšit maximální užitečný výstupní výkon maximálně o 6 dB. Na okrajích pásma, které má přijímač ještě přenášet, nemá být harmonické zkreslení větší než 10 % a u přijímačů nepřenosných 1. a 2. skupiny větší 5 %, a to při výstupním výkonu rovném nebo menším než je zaru-

čovaný maximální výkon. Za okraj pásma se považuje 1/2 oktávy nad dolním mezním kmitočtem a 1/2 oktávy pod horním mezním kmitočtem.

26. Odstup cizího napětí. Cizí výstupní napětí je efektivní nežádoucí napětí měřené na výstupu přes pásmovou propust 22 Hz až 22 kHz při nulovém napětí zdroje signálu a pro v \hat{f} část při standardním vstupním signálu bez modulace. Odstup cizího napětí je v dB vyjádřená logaritmická míra poměru jmenovitého výstupního napětí U_2 k efektivní hodnotě cizího výstupního napětí U_2' :

$$L = 20 \log \frac{U_2}{U_2'}$$

27. Automatické vyrovňání citlivosti (AVC). Údaj AVC v dB v tab. 1 až 3 platí pro kmitočet 1 MHz na rozsahu SV.

28. Samočinné dolaďování (AFC) je realizováno obvodem, který automaticky dolaďuje přijímač velmi blízko dostatečně silného signálu, liší-li se naladěný kmitočet v daných mezích od kmitočtu signálu. Měří se při vstupním signálu 2,5 mV/75 Ω na standardním měřicím kmitočtu ve středu pásma VKV při výstupním výkonu 50 mW. Při rozladění vstupního signálu o kmitočet podle tab. 1 až 3 se nesmí výstupní výkon zmenšit pod 40 mW.

29. Největší užitečný vstupní signál je největší vstupní signál AM při modulaci 80 % a FM při modulaci 100 %, při které harmonické zkreslení vzniklé ve v \hat{f} a m \hat{f} části a v detektoru nepřesáhne 10 %. Měří se ve středu rozsahů SV a VKV.

30. Akustická zpětná vazba. Přijímače s gramofonem nebo magnetofonem se nesmějí při žádné poloze regulátoru hlasitosti rozhoukat. Údaje v tab. 1 a 2 platí pro měření na minimálně třech kmitočtech daného rozsahu (dva na krajích a jeden ve středu rozsahu). Přenoska gramofonu může přitom na referenčním kmitočtu 1 kHz a při stranové rychlosti 7 cm/s dodávat do ní části přijímače napětí, které je max. o 3 dB větší, než je napětí potřebné pro vybuzení přijímače na maximální užitečný výstupní výkon.

31. Zbytkový výstupní výkon nemá být na žádném kmitočtovém rozsahu větší než 1 μW , tj. -30 dB/mW.

32. Pronikání signálu při gramofonní reprodukcí. U přijímačů s přepínačem pro gramofonní reprodukcí nebo jiných zdrojů ní signálu může vyvolat pronikání modulovaného v \hat{f} signálu do ní vstupů maximální výstupní výkon 0,25 mW.

33. Maximální výkon a odběr proudu naměřený u jednotlivých nepřenosných, přenosných a autopřijímačů se nesmí lišit o více než 10 % při jmenovitém napájecím napětí a při kterémkoli z povolených napájení.

Technické požadavky na přijímač

V této části si uvedeme konkrétní technické požadavky, na jejichž základě navrhujeme konkrétní přijímač.

Typ přijímače: nepřenosný – stereofonní.

Zapojení přijímače: superheterodyn.

Kmitočtové rozsahy:

FM-66 až 73 MHz a 87,5 až 108 MHz,

DV-150 až 350 kHz,

SV-520 až 1620 kHz,

KV-6,25 až 12,5 MHz.

Napájecí napětí: 220 V $\pm 10\%$.

Rozsah pracovních teplot: $+10$ až $+40^\circ\text{C}$.

Přípojná místa:

vstup pro magnetickou a krystalovou přenosku,

vstup a výstup pro magnetofon,

vstup pro anténu AM a FM,

výstup pro reproduktory (pravý a levý kanál);
výstup pro sluchátka s možností odpojení reproduktorů;
připojení napájení flexošňůrou.

Citlivost:

pro magnetickou přenosku 2 mV/47 kΩ,
pro krystalovou přenosku 200 mV/470 kΩ,
výstup z magnetofonu 200 mV/470 kΩ,
výstup pro magnetofon 100 mV/47 kΩ,
FM – 2 μV/75 Ω – mono a 15 μV/75 Ω pro stereo.

DV – 150 μV/2,5 kΩ,
SV – 100 μV/2,5 kΩ,
KV – 100 μV/2,5 kΩ.

Kmitočtový rozsah:

nf části 20 Hz až 20 kHz,
FM části 30 Hz až 15 kHz,
AM části 30 Hz až 4,5 kHz.

Selektivita:

$S_{300} = 55$ dB,
 $S_0 = 40$ dB min.

Interferenční poměr pro zrcadlový signál:

při FM min. 60 dB, při AM min. 50 dB pro DV a SV min. 20 dB pro KV.

Interferenční poměr pro signál mf kmitočtu:

při FM min. 60 dB, při AM min. 50 dB na DV a SV.

Potlačení postranních maxim při FM:

4 dB.

Citlivost pro nasycený stav:

min. 5 μV/175 Ω.
Výstupní výkon nf části: min. 2 × 15 W/4 Ω při $k = 1$ % max., celého přijímače 2 × 15 W/4 Ω.

Odstup cizího napětí:

min. 60 dB při $P_{\text{výst}} = 100$ mW.

Automatické vyrovnání citlivosti, AVC:

min. 60 dB.

Samočinné ovládání:

v rozsahu ±150 kHz od nalaďeného kmitočtu.

Stálost nalaďení bez AFC:

70 kHz od nalaďeného kmitočtu při FM, 2/4 dB při SV/KV.

Největší užitečný signál:

150 mV pro FM, 600 mV pro AM.

Příkon přijímače:

při $P_{\text{výst}} = 2 \times 15$ W je max. 80 W při napájecím napětí 220 V.

Ovládací a indikační prvky:

nalaďení, regulátor hlasitosti, výšek, hloubek a vyvážení, síťový spínač, přepínač VKV, KV, SV, DV, magnetofon, gramofon, 4 × předvolba stanic, stupnice s LED, indikátor vyladění, indikátor síly pole.

Sestavení blokového schématu

Na základě technických požadavků můžeme sestavit blokové schéma. Přijímač musí mít: nízkofrekvenční výkonový

zesilovač s obvodem relé pro odpojení a připojení reproduktorů a s výstupními konektory pro reproduktory a sluchátka. Nízkofrekvenční zesilovač sestavený z předzesilovače pro řízení hlasitosti, výšek, hloubek a vyvážení, dále přepínače vstupů nf signálů, z předzesilovače pro magnetickou přenosku a z předzesilovače pro magnetofon (emitorový sledovač). Díl AM tvořený detektorem, mf zesilovačem, oscilátorem, směšovačem a předzesilovačem vñ signálu.

Díl FM sestavený ze vstupní jednotky VKV s vñ předzesilovačem, směšovačem, oscilátorem a obvodem AVC, dále z mf předzesilovače, zesilovače a detektoru, stereofonního dekodéru, filtrů pro potlačení 114 kHz, 38 kHz a 19 kHz, obvodů pro AFC, AVC a z obvodů pro indikátory síly pole.

Díl indikace, tvořený stupnicí pro indikaci kmitočtů pomocí LED, indikátorem vyladění s LED, indikátorem síly pole s LED a čtyřmi potenciometry pro předvolbu.

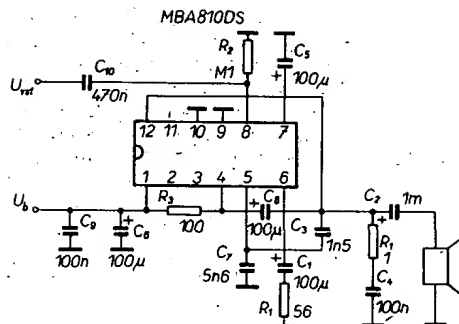
Napájecí zdroj s výstupem napětí pro nf výkonový zesilovač, s výstupem napětí +15 V pro ostatní části přijímače a zdroj +30 V pro ladící napětí přijímače. Celkové blokové schéma je na obr. 3.

Nyní můžeme přistoupit k návrhu jednotlivých dílů přijímače, u něhož jako aktivních prvků bude využito integrovaných obvodů nebo tranzistorů.

Návrh výkonového nízkofrekvenčního zesilovače

Pro výkonový nízkofrekvenční zesilovač můžeme použít buď integrované obvody, nebo tranzistory. O tom, který z dále popisovaných zesilovačů použijeme, rozhodnou parametry v tab. 1 a požadavky návrháře. Na následujících obrázcích jsou zapojení čtyř typů nf výkonových zesilovačů s IO a dva typy nf zesilovačů s tranzistory. Na obr. 4 je zapojení zesilovače s IO MBA810DS, na obr. 5 s IO MDA2020 (pro menší výkony je možné použít i IO MDA2010), na obr. 6 s IO A2030D a na obr. 7 s IO A2000D, A2005D. U všech těchto typů si uvedeme vliv součástek na vlastnosti zesilovače. Dále na obr. 8 je zapojení zesilovače s komplementárními tranzistory (podle Tranzivatt 40) a na obr. 9 zapojení zesilovače s komplementárními tranzistory v Darlingtonově zapojení. U těchto zesilovačů si uvedeme návrh platný pro oba zesilovače.

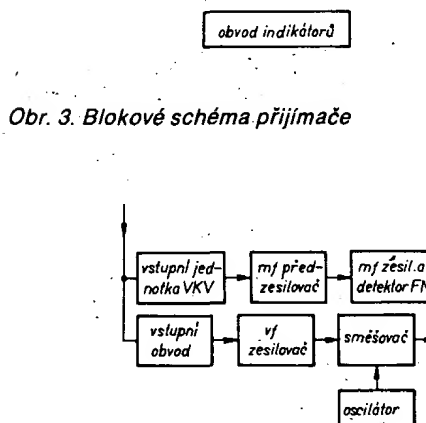
U nf zesilovačů s IO bývá obvykle dáno základní zapojení výrobcem a je výhodné ho dodržovat. V případě potřeby je možné parametry zesilovače měnit vnějšími součástkami. Na obr. 4 je základní zapojení zesilovače s IO MBA810DS. Kondenzátorem C_{10} , rezistorem R_3 a výstupním odporem předchozího stupně, který je k R_3



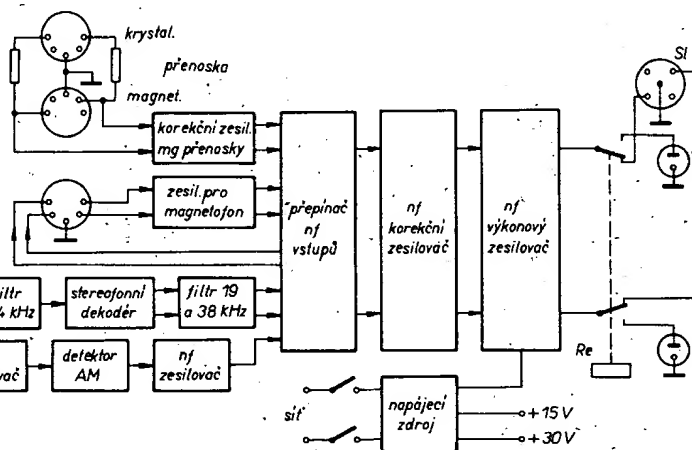
Obr. 4. Zapojení koncového zesilovače s MBA810DS

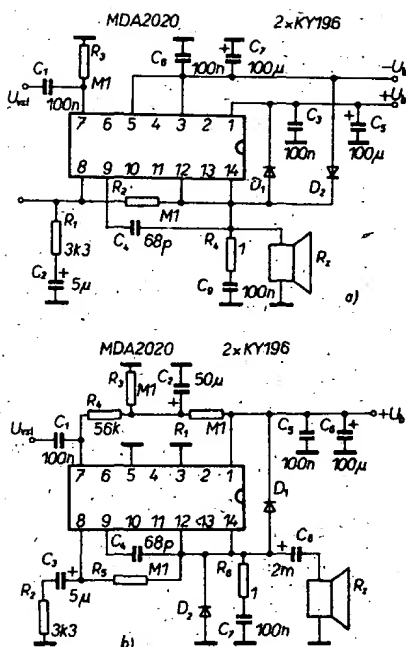
paralelně, lze ovlivnit nejnižší přenášený kmitočet. Na dolní mezní kmitočet mají vliv i kondenzátory C_1 , C_2 , C_5 , C_6 . Kondenzátor C_1 odděluje vnitřní zpětnovazební odpor (asi 4 kΩ) od rezistoru R_1 , kterým je možné řídit zisk tohoto zesilovače. Výrobce povoluje změnu R_1 v rozsahu 15 až 150 Ω, přičemž zisk se mění od 30 do 300. Tento rezistor má vliv i na potlačení brumu napájecího zdroje. Při menším odporu rezistoru se brum zvětšuje až na -35 dB a při větších odporech rezistoru R_1 klesá až na -55 dB. Kapacita kondenzátoru C_1 je dána vztahem $C_1 = 1/6,28fR_1$ (F; Hz; Ω). Kapacita kondenzátoru C_2 je závislá na impedanci R_2 použitého reproduktoru, $C_2 = 1/6,28fR_2$. Kondenzátory C_5 , C_6 slouží k filtraci stejnosměrného napětí a zmenšení jejich kapacity má vliv na stabilitu na nízkých kmitočtech. Kondenzátor C_9 zvětšuje stabilitu zesilovače na vyšších kmitočtech. Kondenzátory C_3 a C_7 je omezen horní mezní kmitočet a kapacita C_3 je závislá na odporu rezistoru R_1 . Se zvětšující se C_3 při daném R_1 klesá horní mezní kmitočet. Mezi C_3 a C_7 platí závislost $C_7 = 5C_3$. Horní mezní kmitočet lze omezit i Boucherotovým článkem R_4 , C_4 , kterým se zlepší i stabilita zesilovače na vyšších kmitočtech. Kondenzátorem C_8 se zlepší přenos na nízkých kmitočtech, neboť se jedná o bootstrapovou vazbu známou z tranzistorových výkonových zesilovačů. Rezistor R_3 s kondenzátorem C_8 zlepšují přenos nejnižších kmitočtů. Podle požadovaného výstupního výkonu, který může být až 7 W, je nutné navrhnout i chladič (plochu plošného spoje). Teplo z čipu je do této chladičové plochy odváděno přes střední ploché vývody. Pro výkon 7 W na výstupu by strana čtverce kolem každého středního vývodu měla být asi 4 cm. Je vhodné na střední vývody připojit i chladič, neboť se tím prodlouží doba života IO.

Na obr. 5 je zapojení zesilovače pro symetrické a nesymetrické napájení s IO MDA2020. U zesilovače na obr. 5a je kondenzátory C_1 , C_2 , C_5 , C_7 určen dolní mezní kmitočet. C_1 s R_3 a paralelně zapo-



Obr. 3. Blokové schéma přijímače





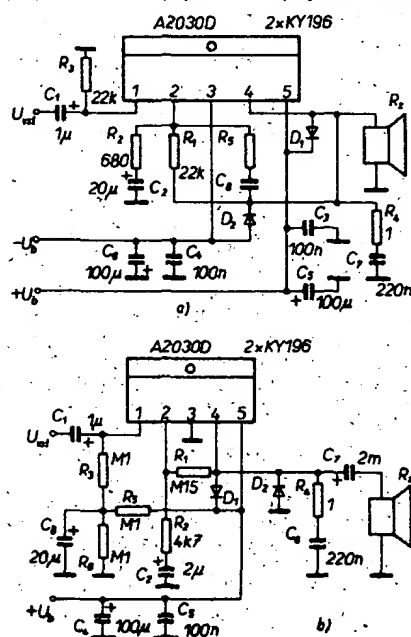
Obr. 5. Zapojení koncového zesilovače s MDA2020; a) symetrické napájení, b) nesymetrické napájení

jeným výstupním odporem předchozího stupně určují dolní mezní kmitočet podle vztahu $f = 1/6,28 C_p R_p$, kde R_p je paralelní spojení R_3 a výstupního odporu předchozího stupně. Zesílení zesilovače je dáno poměrem R_2/R_1 . Kondenzátor C_2 spolu s R_1 mají vliv na dolní mezní kmitočet. Kondenzátory C_5, C_7 zlepšují stabilitu na nízkých kmitočtech a filtrují napájecí napětí. Kondenzátory C_3, C_6 zlepšují stabilitu zesilovače na vysokých kmitočtech a mají být zapojeny co nejbližší vývodům 1. a 3. nebo 5. Kondenzátor C_4 slouží ke kompenzaci na vysokých kmitočtech a jeho kapacita je závislá na zesílení zesilovače. Zároveň je jím určen horní mezní kmitočet. Horní mezní kmitočet je určen rovněž Boucherotovými členy R_4, C_9 a jeho připojením se zlepšuje i stabilita celého zesilovače. Mezi výstup a napájecí napětí jsou zapojeny rychlé usměrňovací diody D_1, D_2 , kterými se omezují špičky napětí (chrání se IO před zničením nadměrným napětím).

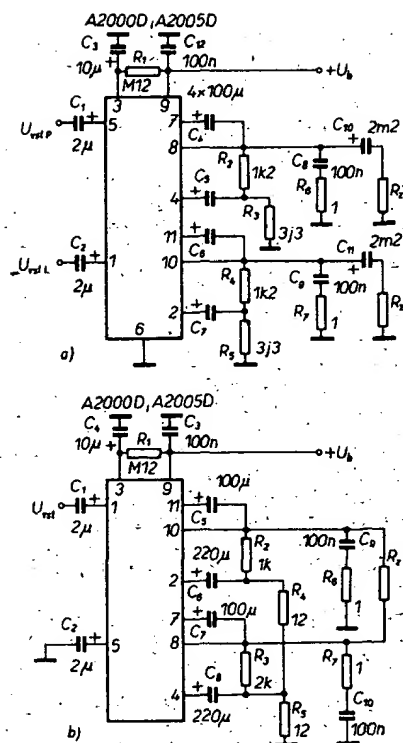
V zapojení na obr. 5b je nutné rezistory R_1, R_3 nastavit na vstupu zesilovače poloviční napájecí napětí. Odpor rezistorů není kritický, avšak musíme vybrat dva rezistory, jejichž odpor se liší jen o 1 %. Kondenzátor C_2 filtruje „středové“ napětí. Zesílení zesilovače je dáno poměrem R_2/R_1 . Kondenzátorem C_3 je oddělen vývod 8 od země. Kondenzátor C_4 je určen ke kompenzaci a určuje horní mezní kmitočet. Kondenzátor C_6 zlepšuje stabilitu zesilovače na nízkých kmitočtech a C_5 na vysokých kmitočtech. C_5 má být co nejbližší vývodu 1. Horní mezní kmitočet je omezen i Boucherotovými členy R_4, C_9 . Dolní mezní kmitočet je dán i kondenzátorem C_8 a impedancí reproduktoru R_L . Diody D_1, D_2 omezují špičky napětí a chrání IO před zničením. Je třeba upozornit, že MDA2020 nesmí být provozován bez chladiče, ani když není na vstupu žádný signál, neboť má velký klidový proud, a tudíž i ztrátový výkon, který samotné pouzdro nerozptýlí. Při symetrickém napájení je nutné pouzdro izolovat od chladiče.

Na obr. 6a je zapojení zesilovače s A2030D (NDR) pro symetrické napájení. Vstupní odpor zesilovače je dán rezistorem R_3 , který spolu s C_1 určuje dolní mezní kmitočet. Když R_3 zvětšujeme, zvětšuje se i zisk zesilovače a naopak se zvětšením R_2 se zisk zmenšuje. Při menším R_3 bude menší vstupní odpor a naopak. Při zvětšení R_4 bude zesilovač náchylný k oscilacím na vyšších kmitočtech. Rezistor R_5 má mít asi třikrát větší odpor než R_2 . Ovlivňuje horní mezní kmitočet. Jeho zvětšení má za následek špatné potlačení vyšších kmitočtů a jeho zmenšení sklon zesilovače k oscilacím. Zmenšení kapacity kondenzátoru C_1 vede ke zvýšení dolního mezního kmitočtu. Totéž platí i o C_2 . Zmenšení kapacity kondenzátorů C_3, C_4 se projeví sklonem zesilovače ke kmitání. Rovněž tak ke kmitání může dojít při zmenšení kapacity kondenzátorů C_5, C_6, C_7 , které zajišťují kmitočtovou stabilitu zesilovače a jejich zmenšení vede k oscilacím. Kondenzátor C_8 ovlivňuje horní mezní kmitočet, $C_8 = 1/6,28 f R_1$. Zvětšováním jeho kapacity se snižuje horní mezní kmitočet a naopak. Diody D_1, D_2 jistí IO proti špičkám napětí na vstupu. IO je nutné izolovat od chladiče.

Zesilovač na obr. 6b s A2030D má nesymetrické napájení. Poměrem R_1/R_2 je určen zisk zesilovače. Při zvětšování R_1 se zvětšuje zisk a naopak. Při větším R_2 se zisk zmenšuje a naopak. Odpor rezistoru R_3 můžeme měnit vstupní odpor. Rezistor R_4 má vliv na stabilitu zesilovače a zvětšování jeho odporu může vést k rozkmitání zesilovače na vysokých kmitočtech, zejména při indukční zátěži. Rezistory R_5, R_6 se nastavuje na výstupu. poloviční ss napájecí napětí; jejich odpory by se neměly lišit o více než o 1 %. Zvětšováním kapacity kondenzátoru C_1 roste dolní mezní kmitočet. Totéž platí i o C_2 . Zmenšováním C_4, C_5 se zhoršuje stabilita zesilovače na vysokých a nízkých kmitočtech. Kondenzátor C_6 omezuje horní mezní kmitočet a zmenšení jeho kapacity má za následek sklon zesilovače k oscilacím. Kondenzátor C_7 spolu s R_2 určují dolní mezní kmitočet na výstupu zesilovače. Zvětšovat jeho kapacitu se nedoporučuje, neboť by mohlo dojít při zapnutí ke zničení zesilovače vlivem velkého nabíjecího proudu C_7 . V daném případě může být pouzdro spojeno vodivě



Obr. 6. Zapojení koncového zesilovače s A2030D; a) symetrické napájení, b) nesymetrické napájení



Obr. 7. Zapojení koncového zesilovače s A2000D; a) zapojení stereofonního zesilovače, b) zapojení můstkového zesilovače

s chladičem. Kondenzátor C_8 blokuje „středové“ napětí a zmenšení jeho kapacity se může projevit sklonem k oscilacím.

Na obr. 7a je zapojení stereofonního zesilovače s A2000D a A2005D. Rezistorem R_1 se nastavuje „středové“ napětí na výstupu, při zvětšení nebo zmenšení jeho odporu se zmenšuje výstupní výkon. Rezistory R_2, R_3, R_4, R_5 se nastavuje zisk zesilovače. Zvětšením odporu rezistorů R_2, R_4 se zisk zvětšuje a naopak. Zvětší-li se odpor rezistorů R_3, R_5 , zisk se zmenšuje a naopak. Rezistory R_6, R_7 ovlivňují kmitočtovou stabilitu, při zvětšení jejich odporu má zesilovač sklon k oscilacím. Kondenzátory C_1, C_2 slouží ke stejnosměrnému oddělení. Zvětšení jejich kapacity má za následek zpoždění při zapnutí, zmenšení jejich kapacity zvětšuje dolní mezní kmitočet a šum. Zmenšováním kapacity C_3 se zhoršuje potlačení brumu, zvětšováním jeho kapacity se zlepší potlačení brumu a prodlouží doba náběhu. C_4, C_6 jsou bootstrapové kondenzátory, zmenšením jejich kapacity se zvětšuje zkreslení na nízkých kmitočtech. C_5, C_7 zavádějí střídavou zpětnou vazbu na vstup, při zmenšení jejich kapacity se zvýší dolní mezní kmitočet. Kondenzátory C_8, C_9 zlepšují kmitočtovou stabilitu, zmenšení jejich kapacity může mít za následek rozkmitání zesilovače. C_{10}, C_{11} spolu s R_2 určují dolní mezní kmitočet. Kondenzátor C_{12} blokuje napájení, zmenšení jeho kapacity může vést k oscilacím.

Na obr. 7b je zapojení můstkového zesilovače s A2000D, A2005D. Odpor R_1 optimalizuje symetrii na výstupu a jakákoli jeho změna vede ke zmenšení výstupního výkonu. Rezistory R_2 až R_5 se nastavuje zisk zesilovače. Při návrhu můstkového zesilovače musí být $R_3 = 2R_2$ a $R_4 = R_5$. Zisk $A_v = 4R_2/R_5$. Rezistory R_6, R_7 zlepšují stabilitu zesilovače, zvětšení jejich odporu může vést k oscilacím při indukční zátěži. Kondenzátor C_1 stejnosměrně odděluje vstup, zvětšení jeho kapacity vede ke zpoždění signálu, zmenšení k růstu dolního mezního kmitočtu a šumu. Totéž platí i pro C_2 , který slouží k optimalizaci

zpoždění signálu. Kondenzátor C_3 filtruje napájecí napětí, zmenšení jeho kapacity může mít za následek vznik oscilací. C_4 slouží k filtraci napájecího napětí, zmenšení jeho kapacity má za následek menší potlačení brumů, zvětšení lepší potlačení brumů a prodloužení doby sepnutí. Kondenzátory C_5 a C_7 jsou bootstrapové kondenzátory, zmenšení jejich kapacity vede ke zvětšení zkreslení na nízkých kmitočtech. C_6 , C_8 oddělují ss. zápornou vazbu, zmenšení jejich kapacity má za následek zvýšení dolního mezního kmitočtu. Zmenšení kapacity C_9 , C_{10} zhoršuje kmitočtovou stabilitu a zesilovač má sklon ke kmitání na vysokých kmitočtech.

Při aplikaci zesilovačů na obr. 7 je nutno dodržet tyto zásady:

- napájecí, zemní a výstupní vodič k reproduktoru musí mít malou impedanci,
- při návrhu plošných spojů je nutno, aby Boucherotovy členy byly co nejbližší k vývodům 8 a 10 IO a byly zemněny do „výstupní“ země. Nikdy tyto členy nesmějí být připojeny až za vazební kondenzátory. Vstupní a výstupní zem musí být vedeny odděleně k vývodu 6 IO,
- IO musí být dobře tepelně spojen s chladičem a vývody nesmí být mechanicky namáhány,
- zesílení lze měnit zpětnou vazbou od 24 do 52 dB. Zmenšení klidového příkonu je dosaženo vazbou zpětnovazebního děliče na výstup zesilovače. Zemníci bod tohoto děliče je na „vstupní“ zemi,
- vynecháme-li bootstrapové kondenzátory, musíme vypustit R_1 a vývody 7 a 11 IO jsou připojeny na napájecí napětí, pro dobrou vf stabilitu musí být napájecí napětí blokováno kondenzátorem min. 100 nF,
- při daných provozních podmínkách může být mezi vstup a zem připojen kondenzátor max. 220 pF,
- připojením vývodu 3 k zemi lze obvod umístit a současně se zmenší příkon.

Na obr. 8 je zapojení koncového zesilovače Transiwatt 40. Signál je přes C_1 přiveden na vstupní zesilovač T_1 a zesílený signál je z pracovního rezistoru R_3 veden přes C_4 do budiče v Darlingtonově zapojení T_2 , T_3 . Darlingtonovo zapojení je nutné použít vzhledem k tomu, že T_3 má malé proudové zesílení a tudíž proud přes T_1 by musel být velký. Zvětšení proudu přes T_1 však vede ke zvětšení šumu a tudíž k zhoršení odstupu rušivých napětí, což je nežádoucí. Z kolektoru T_3 je buzen komplementární koncový stupeň T_4 , T_5 . Při malých výkonech jsou tyto tranzistory uzavřeny a potřebný výkon do zátěže R_L dodává tranzistor T_3 . Mezi emitory T_4 , T_5 je připojena přes oddělovací kondenzátor C_6 zátěž R_L . Pracovní odpor budiče T_3 je rozdělen na dvě části, R_{11} , R_{12} , mezi které je zapojen bootstrapový kondenzátor C_5 , přes který se dodatečně budi koncové

tranzistory při vyšších výkonech zesilovače (zejména na nízkých kmitočtech). Přechodové zkreslení je odstraněno jednak zpětnou vazbou přes C_5 , zpětnou vazbou R_7 , R_3 a také rezistorem R_{13} , který pomáhá zvětšovat odolnost koncových stupňů proti přepětí a proudovému přetížení na výstupu. Nastavení pracovního bodu T_2 , T_3 , T_4 , T_5 i stejnosměrná záporná vazba jsou realizovány rezistory R_8 , R_9 . Proti trvalému přetížení a vf oscilacím jsou koncové tranzistory chráněny pojistkou PO_1 . Pracovní bod předzesilovače T_1 je nastaven rezistory R_2 , R_4 .

Dále si ukážeme výpočet jednotlivých součástek zesilovače. Pro koncový stupeň si zvolíme tranzistory KD605, KD615. Proud zátěže R_L musí být menší, než je maximální kolektorový proud I_{CM} , napětí U_{CE0} musí být větší než maximální napájecí napětí U_{B0} při nevybuzeném zesilovači a skutečný ztrátový výkon P_{Ztr} musí být menší než maximální výkonová ztráta P_{tot} . Pro tranzistory KD605, KD615 je $U_{CE0} = 40$ V, proud $I_{CM} = 14$ A a výkonová ztráta $P_{tot} = 70$ W. Protože zesilovač je napájen z nestabilizovaného zdroje, pak maximální $U_{CE0} = 36$ V při kolísání sítě o $\pm 10\%$. Při plném zatížení, bude-li $U_B = 36$ V, naprázdno bude obvykle U_{B0} o 15 % větší, takže $U_{B0} = 41,4$ V. Pro toto napětí je však nutno použít tranzistory KD606, KD616, abychom zajistili spolehlivý provoz zesilovače. Pro $U_B = 36$ V si spočítáme minimální zatěžovací impedanci:

$$R_{Zmin} = U_B : 2I_{CM} = 36 : 28 = 1,29 \Omega$$

Vzhledem k tomu, že v prodeji jsou reproduktory s nejnižší impedancí 4 Ω , budeme v dalším návrhu počítat s touto impedancí. Špičkový proud zátěže I_{ZM} bude tedy:

$$I_{ZM} = U_B : 2R_L = 36 : 8 = 4,5 \text{ A}$$

Pro kolektorový proud $I_{ZM} = 4,5$ A zjistíme z charakteristik tranzistorů KD605, KD616 $U_{BESM} = 0,98$ V a $U_{CESat4} = 0,21$ V. Střídavé napětí na emitoru T_5 při plném vybuzení (zápornou půlvlnou napětí) bude: $U_{E5min} = U_{BESM} + U_{CESat3}$, kde U_{CESat3} je saturační napětí tranzistoru T_3 , zjištěné z charakteristik při dvojnásobném proudu I_{C3} . V prvním přiblížení zanedbáme U_{CESat3} , takže $U_{E5min} = U_{BESM} = 0,98$ V. Tranzistor T_4 může být vybuzen až do saturačního napětí: $U_{E4max} = U_B - U_{CESat4} = 36 - 0,21 = 35,79$ V. Pro vybuzení je k dispozici rozsah U_{E5min} až U_{E4max} . A z toho amplituda napětí kolektor-emitor jednoho tranzistoru je $U_{ECM} = (U_{E4max} - U_{E5min}) : 2 = (35,79 - 0,98) : 2 = 17,4$ V. Aby omezení obou půlvln bylo symetrické, pak „středové“ napětí U_0 na emitorech T_4 , T_5 bude: $U_0 = U_{E4max} + U_{E5min} : 2 = (35,79 + 0,98) : 2 = 18,38$ V. „Středové“ napětí je v praxi rovno polovině napětí U_B . Přesná velikost tohoto napětí je závislá na parametrech použitých tranzistorů a u daného zesilovače lze tuto velikost středového napětí nastavit rezistorem R_{13} . Pro určení odporů

rezistorů R_{11} a R_{12} musíme z charakteristik zjistit proudový zesilovací činitel β_{4min} , U_{BE4M} pro I_{ZM} a U_{BE4} pro klidový proud zesilovače: $\beta_{4min} = 35$, $U_{BE4M} = 0,88$ V, $U_{BE4} = 0,62$ V. Pro náhradní rezistor $R_{em} = U_{BE4M} : I_{ZM} = 0,88 : 4,5 = 0,196 \Omega$ bude pomocná veličina $r = R_{em} : R_L = 0,196 : 4 = 0,0490$ a z toho $S_{min} = 1 + 2 + 2\sqrt{r(1+r)} = 1,55$. S ohledem na plné vybuzení bude $R_{12} = R_L$

$$\left(\frac{\beta_{4min}}{S_{min}} - 1 \right) = 86,32 \Omega$$

Nejbližší normalizovaný odpor je 82 Ω . Celkový zatěžovací odpor koncového stupně $R_m = R_{12}R_L : (R_{12} + R_L) = 3,81 \Omega$ a amplituda emitorového proudu koncovým tranzistorem T_4 , T_5 bude $I_{EM4,5} = U_{ECM} : R_m = 4,567$ A a maximální výstupní výkon bude:

$$P_V = \frac{R_L}{2} \left(I_{EM4,5} \frac{R_{12}}{R_{12} + R_L} \right)^2 = 37,92 \text{ W}$$

Pro $R_{11} + R_{12} = U_{ECM} : I_{B4M} = I_{EM4} : \beta_{4min} = 4,567 : 35 = 130$ mA a $R_{11} + R_{12} = 17,4 : 0,13 = 133,84 \Omega$. V praxi je však proudové zesílení při U_{EM4} a U_{T4} větší a pohybuje se mezi 50 až 60, takže I_{B4M} bude 91 až 76 mA a $R_{11} + R_{12}$ bude 191 až 229 Ω . Zvolíme 200 Ω , takže odpor rezistoru $R_{11} = 118 \Omega$, použijeme rezistor 120 Ω . Špičkový proud přes R_{11} , R_{12} bude v daném případě 86 mA (což odpovídá $\beta_{4min} = 53$) a ztrátový výkon R_{11} bude $P_{Z11} = R_{11} I_{B4M}^2 = 0,9$ W a pro R_{12} je to 0,6 W.

Ztrátový výkon T_5 je o něco větší než T_4 , protože „středové“ napětí je o něco větší než polovina U_B .

$$P_{Z15} = \frac{(1,1 U_0)^2}{\pi^2 R_L} = 10,35 \text{ W a}$$

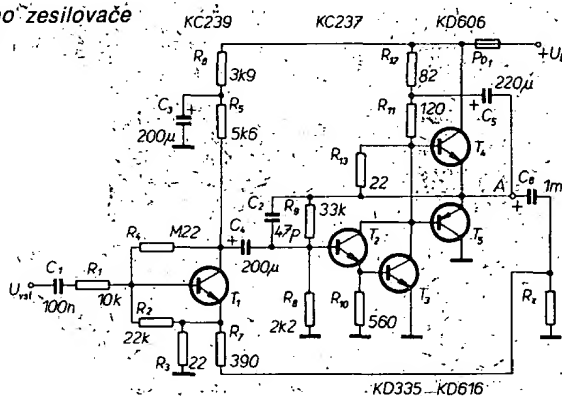
$$P_{Z14} = \frac{(1,1 (U_B - U_0))^2}{\pi^2 R_L} = 9,52 \text{ W}$$

Pro teplotu okolí 45 $^{\circ}\text{C}$ bude tepelný odpor pro T_5 $R_{th5} = 10,62$ $^{\circ}\text{C/W}$ a pro T_4 $R_{th4} = 11,56$ $^{\circ}\text{C/W}$. Při montáži bez izolační podložky je odpor mezi přechodem a chladičem pro T_5 2 $^{\circ}\text{C/W}$ a pro T_4 s izolační podložkou 3 $^{\circ}\text{C/W}$. Chladič musí mít tepelný odpor pro T_5 $R_{thk} = 8,62$ $^{\circ}\text{C/W}$ a pro T_4 $R_{thk} = 8,56$ $^{\circ}\text{C/W}$.

Protože T_3 pracuje ve třídě A, musí být jeho klidový proud I_{C3} dostatečně veliký, abychom dosáhli požadovaného rozkmitu $I_{CE} = (U_B - U_0) : (R_{11} + R_{12}) = 87$ mA a ztrátový výkon T_3 $P_{Ztr} = U_{D3} I_{C3} = 1,6$ W. Pro T_3 použijeme KD336, takže $R_{th3} = 68,75$ a $R_{thk} = 60,75$ $^{\circ}\text{C/W}$.

Amplituda střídavého proudu na R_{11} je při plném vybuzení T_4 $I_{R11} = U_{BE4M} : R_{11} = 7,3$ mA. Amplituda maximálního proudu bázi T_4 je $I_{B4M} = I_{EM4} : \beta_{4min} = 4,567 : 53 = 86$ mA. Proud pro plné vybuzení $T_5 - I_{R11} = U_{BESM} : R_{11} = 82$ mA a proud bázi T_5 $I_{B5M} = I_{EM5} : \beta_{5min} = 86$ mA. Protože součet obou proudů je menší než proud I_{C3} , je nutné z výstupu zavést přes C_5 střídavou zpětnou vazbu, $C_5 = 1/6,26 f R_{12} = 97$ μF pro $f_d = 20$ Hz. Vzhledem k tolerancím kondenzátorů volíme $C_5 = 200$ μF . Při vypuštění této vazby nebude T_5 plně vybuzen. Rezistor R_{10} je společný pro emitor T_2 a bázi T_3 . Proud $I_{E2} = U_{C3} : \beta_{3min} + (U_{BE3} : R_{10})$. V prvním přiblížení bude $I_{E2} = 87 : 50 = 1,75$ mA. Tento proud zvětšíme na 5 mA. Z charakteristik zjistíme U_{BE3} , pro daný proud I_{C3} je

Obr. 8. Zapojení koncového zesilovače Transiwatt 40



$U_{BE3} = 1,2 \text{ V}$, takže $R_{10} = U_{BE3} / I_{E2} = 600 \Omega$. Volíme 560Ω . Úbytek na R_{10} bude $1,12 \text{ V}$, takže na bázi T_2 bude napětí $1,82 \text{ V}$. Při $\beta_{2\min} = 125$ bude $I_{B2} = 16 \mu\text{A}$. Proud děličem volíme alespoň $50 \times$ větší, tj. $800 \mu\text{A}$.

$R_8 = U_{B2} / I_d + 1,82 : 800 = 2275 \Omega$, volíme nejbližší v řadě, tj. $2,2 \text{ k}\Omega$. Pro R_9 platí $R_9 = (U_0 - U_{B2}) / I_d = 20,775 \text{ k}\Omega$, volíme $22 \text{ k}\Omega$. C_2 potlačuje vf oscilace. Pro $f_h = 100 \text{ kHz}$ bude

$C_2 = 1/6,28 \cdot 10^5 \cdot 33 \cdot 10^3 = 48,22 \text{ pF}$, volíme 47 pF .

Vstupní odpor T_2 je prakticky dán rezistorem R_8 , takže vazební kondenzátor $C_4 = 1 : 6,28 f R_8 = 3,6 \mu\text{F}$. Pro dobré fázové poměry volíme $C_4 = 200 \mu\text{F}$. Proud T_1 volíme co nejmenší, $I_{C1} = 3 \text{ mA}$, $U_{CE1} = 12 \text{ V}$. Zanedbáme-li úbytek na R_3 , pak napětí na bázi T_1 bude asi 1 V . Proud děličem R_2, R_4 bude asi $50 \mu\text{A}$. Tento proud musí být asi $10 \times$ větší než proud $I_{B1} = I_{C1} : \beta_{1\min} = 5 \mu\text{A}$. $I_{d1} = 50 \mu\text{A}$, $U_{CE1} = 12 \text{ V}$, $U_{B1} = 0,9 \text{ V}$. Pak $R_2 = U_{B1} / I_{d1} = 18 \text{ k}\Omega$, volíme $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$. $R_4 = (U_{CE1} - U_{B1}) / I_{d1} = 222 \text{ k}\Omega$ (volíme $220 \text{ k}\Omega$). Pro výpočet

$$R_5 + R_6 = (U_{B0} - U_{CE1}) / I_{C1}$$

$= (41,4 - 12) : 3,0 = 9,8 \text{ k}\Omega$. Úbytek na R_6 by měl být asi jako $U_{CE1} = 12 \text{ V}$. Takže $R_6 = U_{R6} / I_{C1} = 4 \text{ k}\Omega$ (volíme $R_6 = 3,9 \text{ k}\Omega$). $R_5 = 9,8 - 3,9 = 5,9 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 5,6 \text{ k}\Omega$.

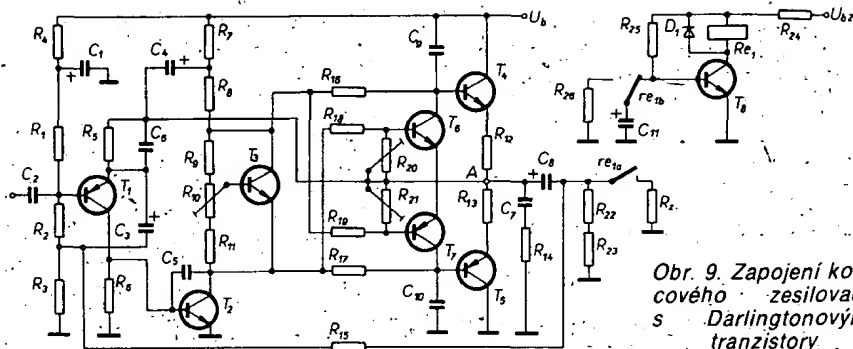
Na R_7 by měl být co nejmenší úbytek napětí U_0 . Poměr R_9/R_3 určuje stupeň záporné zpětné vazby, k jejímu určení musíme stanovit následující veličiny: $U_{\text{vst}} = \sqrt{2 P_{\text{op}}} R_z = 17,41 \text{ V}$, $I_{0,5} = U_{\text{vst}} / R_m = 4,57 \text{ A}$, $I_{R11} = U_{BE4} / R_{11} = 0,98 : 120 = 8,1 \text{ mA}$, $I_{C3} = I_{B4} - I_{R11} = 86 + 8,1 = 94,1 \text{ mA}$, $I_{B2} = I_{C3} : \beta_2 = 94,1 : 6250 = 15 \mu\text{A}$, $g_{m3} = I_{C3} / U_T = 94,1 : 26 = 3,62 \text{ A/V}$, $U_{BE3} = I_{C3} : g_{m3} = 25,99 \text{ mV}$, $r_{e1} = U_T / I_{C1} = 838 \Omega$, $U_{\text{vst}} = I_{C1}(R_3 + r_{e1}) = 27 \text{ mV}$, $A_u = 17,41 : 0,027 = 644,8$.

Pro $U_{\text{vst}} = 1 \text{ V}$ (skutečné vstupní napětí) bude $A'_u = 17,41$. Protože úbytek na R_7 má být minimální, volíme $R_7 = 390 \Omega$ a z toho $R_3 = R_7 / A'_u = 22 \Omega$. Vstupní odpor bez zpětné vazby $r_1 = \beta_1(r_{e1} + R_3) = 602 \text{ k}\Omega$ a se zpětnou

vazbou $r'_1 = (1 + A_u) \frac{R_3}{R_7}$, $r_1 = 22 \text{ M}\Omega$. Pak

$C_1 = 1 : 6,28 f_d r'_1 = 360 \text{ pF}$. Pro fázově rovnou charakteristiku zvětšíme C_1 na 100 nF . Pro C_2 platí $C_2 = 1/6,28 f_d R_6 = 2 \mu\text{F}$. C_2 zvětšíme na $200 \mu\text{F}$.

Na obr. 9 je zapojení zesilovače s tranzistory v Darlingtonově zapojení. Vstupní signál je přiveden přes C_2 do báze T_1 , kde je zesílen a z kolektoru T_1 je veden do budiče T_2 . Tranzistorem T_1 teče minimální proud, čímž je dosaženo optimálního odstupu rušivých napětí. T_1, T_2 tvoří zesilovač napětí a určují celkový zisk zesilovače bez zpětné vazby. Pracovními rezistory pro T_2 jsou R_7, R_8 . Výstupní napětím T_2 je při kladné půlvlně buzen T_4 a při záporné půlvlně T_5 . Rezistory R_{16}, R_{17} chrání koncové tranzistory T_4, T_5 před zničením při poškození tranzistoru T_2, T_3 stabilizuje klidový proud zesilovače i při změně teploty a nastavujeme ho rezistorem R_{10} . Proti vf oscilacím jsou použity C_5, C_6, C_9, C_{10} a Boucherotův člen C_7, R_{14} . Přes C_4 je část výstupního napětí přivedena mezi R_7, R_8 a tak se zvětšuje buzení koncových tranzistorů a to tehdy, když je proud přes T_1 menší než proud do bázi koncových tranzistorů. Výstup je k zátěži připojen přes C_8 , neboť je použito nesymetrické napájení zesilovače. T_6, T_7 jsou zapojeny



Obr. 9. Zapojení koncového zesilovače s Darlingtonovými tranzistory

do ochranného obvodu proti přetížení na výstupu. Řídící napětí je snímáno z R_{16}, R_{17} a mez omezení je nastavena potenciometrem R_{20}, R_{21} . Stupeň záporné zpětné vazby je nastaven rezistory R_{15}/R_5 a R_3 . Z odporového děliče R_{22}, R_{23} se odebírá výstupní signál pro sluchátka. Zátěž je připojována k zesilovači přes kontakt relé re_1 se zpožděním 1 až 2 s, až když se ustálí všechna napětí, čímž se vyhneme nežádoucím jevům při zapnutí zesilovače. Při vypnutí zesilovače se relé odpojí ihned.

Dále si ukážeme výpočet jednotlivých součástek. Při výpočtu vycházíme ze zadaných parametrů: $P_0 = 25 \text{ W}$, $R_z = 4 \Omega$, $U_{\text{vst}} = 500 \text{ mV}$ a výkonová přebuditelnost 1 dBW , tj. $P_{\text{op}} = 31,47 \text{ W}$. Nejprve vypočítáme maximální proud tekoucí zátěží:

$$I_{ZM} = \sqrt{2 P_{\text{op}}} / R_z = \sqrt{64 : 4} = 4 \text{ A}$$

a špičkové napětí na zátěži: $U_{ZM} = \sqrt{2 P_{\text{op}}} R_z = \sqrt{64 : 4} = 16 \text{ V}$. Ke zlepšení teplotní stability zesilovače jsou do emitorů T_4, T_5 zapojeny rezistory R_{12}, R_{13} , které jsou ve výpočtu označeny jako R_E . V prvním přiblížení je volíme tak, aby úbytek výstupního napětí na nich byl 10 až 15 % U_{ZM} , tj. $R_E = 0,5 \Omega$. Napájecí napětí při plném vybuzení bude:

$$U_B = 2 U_{ZM} + 2 R_E I_{ZM} + U_{CEs4} + U_{BM5} R_{17} + U_{CEs2}$$

kde U_B je napájecí napětí při plném vybuzení,

U_{ZM} špičkové výstupní napětí na zátěži, $R_E = R_{12} = R_{13}$ rezistory v emitorech koncových tranzistorů,

I_{ZM} špičkový proud tekoucí zátěží,

U_{CEs4} saturační napětí tranzistoru KD367 při proudu I_{ZM} , zjištěné z charakteristik.

U_{BM5} napětí báze-emitor tranzistoru KD366 při proudu I_{ZM} , zjištěné z charakteristik, I_{BM5} proud bázi T_5 při I_{ZM} , takže $I_{BM5} = I_{ZM} : \beta_5$, kde β_5 je proudový zesilovací činitel T_5 při I_{ZM} , zjištěný z charakteristik, β_5 je proudový zesilovací činitel T_5 při I_{ZM} , zjištěný z charakteristik,

U_{CEs2} saturační napětí T_2 při $3 I_{BM5}$.

Vzhledem k tomu, že TESLA vyrábí jen tranzistory KD366, KD367, byly tyto typy použity na pozici T_4 a T_5 .

Z předchozího víme, že $U_{ZM} = 16 \text{ V}$, $I_{ZM} = 4 \text{ A}$ a $R_E = 0,5 \Omega$. Napětí

$$U_{CEs4} = 1,1 \text{ V}, U_{BM5} = 2,15 \text{ V}, U_{CEs2} = 0,12 \text{ V}$$

zjistíme z příslušných charakteristik daných tranzistorů. Rovněž tak i činitel $\beta_5 = 700$, z něhož vypočítáme, že $I_{BM5} = 4 : 700 = 5,7 \text{ mA}$. Rezistor $R_{17} = 270 \Omega$ volíme s ohledem na ochranný obvod tak, aby na něm vznikl úbytek napětí asi $1,5 \text{ V}$, čímž je zaručena spolehlivá funkce ochranného obvodu a jsou chráněny T_4, T_5 při poruše T_2 . Napájecí napětí při plném zatížení bude:

$$U_B = 2,16 + 2,0,5,4 + 1,1 + 2,15 + 270,0,0057 + 0,12 = 40,9 \text{ V}$$

Napájecí napětí naprázdno bude asi o 15 % větší, tedy $U_{B0} = 1,15 U_B = 47 \text{ V}$. Při kolísání sítě o $\pm 10 \%$ může se toto napětí zvětšit až na $51,7 \text{ V}$. Pro toto napětí budou stačit tranzistory KD366, KD367, které splňují i podmínku, že I_{CM} je větší než I_{ZM} . Na pozici T_2 použijeme BF457.

Napětí v bodě A („středové“ napětí) při plném vybuzení:

$$U_A = U_{ZM} + E_{E2M} + U_{BEM5} + R_{17} I_{BM5} + U_{CEs2} = 16 + 0,5,4 + 2,15 + 270,0,0057 + 0,12 = 21,8 \text{ V}$$

Nyní zkontrolujeme R_E , vyhovuje-li podmínce teplotní stability:

$$R_E \geq \frac{|\Delta U_{BE}| - M U_T \ln \frac{I_{CM}}{I_{CQ0}} - \frac{R_B}{h'_{21E}} (U_{COM} - I_{CQ0} - I_{CEOM})}{I_{CM} - I_{CQ0} - \frac{I_{CEOM}}{h'_{21E}}}$$

$$\text{kde } |\Delta U_{BE}| = \left| \frac{dU_{BE}}{dT} \right| (\theta_1 - \theta_a) =$$

$$= 3,8 \cdot 10^{-3} (140 - 45) = 0,36 \text{ V}$$

$dU_{BE}/dT = -3,8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ teplotní součinitel napětí báze-emitor KD366,

θ_1 maximální teplota přechodu KD366, KD367,

θ_a maximální uvažovaná teplota okolí,

$$M = \frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}}}$$

(pro všechny tranzistory v Darlingtonově zapojení je $M = 1,7$),

$$U_T = kT/q = 26 \text{ mV},$$

$$I_{CM} = \frac{0,99 U_A}{0,85 \pi^2 (R_z + R_E)}$$

$$= \frac{0,99,21,8}{0,85 \pi^2 (0,5 + 4)} = 0,57 \text{ A}$$

$$I_{CQ0} \text{ klidový proud pro teplotu okolí } 25^\circ\text{C},$$

který bude asi 40 mA ,

h'_{21E} proudový zesilovací činitel při I_{CM}

a θ_1 (viz charakteristiky). V našem případě $h'_{21E} = 770$,

I_{CEOM} maximální zbytkový proud pro maxi-

mální teplotu přechodu.

$$I_{CEOM} = I_{CBOM}(\theta_1) \left(\frac{I_{CE0}}{I_{CB0}} \right) (\theta_a = 25^\circ\text{C}) =$$

$$= 2 \frac{0,5}{0,2} = 5 \text{ mA}$$

údaje I_{CBOM}, I_{CE0} a I_{CB0} zjistíme z charakteristik tranzistorů. $R_B = R_{17} = 1/2 R_{BB}$, kde

R_{BB} je odpor mezi bázemi T_4 a T_5 .

$$R_E = 0,112 \Omega$$

Z tohoto výpočtu vyplývá, že rezistory

$R_{12} = R_{13} = 0,5 \Omega$ zaručují dostatečnou

teplotní stabilitu koncových tranzistorů.

Dále musíme spočítat výkonovou ztrátu T_5

$$\text{a } T_4$$

$$P_{T5} = \frac{(0,99 U_A)^2}{\pi^2 (R_z + R_E)} = \frac{(0,99,21,8)^2}{\pi^2,4,5} =$$

$$= 10,49 \text{ W}$$

$$P_{T4} = \frac{(0,99 (U_B - U_A))^2}{\pi^2 (0,8 R_z + R_E)} = \frac{(0,99 (40,9 - 21,8))^2}{\pi^2 (0,8,4 + 0,5)} =$$

$$= 9,79 \text{ W.}$$

T_5 je připevněn přímo na chladič, T_4 přes slidovou podložku. Tepelný odpor chladiče pro T_5 : $R_{thk} = \frac{\theta_1 - \theta_a}{P_{z15}} - R_{tp} - R_{tpk} =$

$$= \frac{140 - 45}{10,49} - 2,1 - 0,5 = 6,46 \text{ } ^\circ\text{C/W};$$

$$\text{tepelný odpor chladiče pro } T_4: R_{thk} = \frac{\theta_1 - \theta_a}{P_{z14}} - R_{tp} - R_{tpk} - R_{izol} = 6,1 \text{ } ^\circ\text{C/W.}$$

Pro chlazení bude použit Al plech nečerněný tloušťky 3 mm, u něhož konstanta $F_2 = 0,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ (pro plech 2 mm je $F_2 = 1,25 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ a pro plech 1,5 mm je $F_2 = 1,6 \text{ } ^\circ\text{C/W}$). Plocha potřebná pro chlazení obou tranzistorů:

$$A = \frac{1260}{6,1 - 0,9} = 242 \text{ cm}^2.$$

Dále se budeme zabývat návrhem rezistorů R_7 a R_8 . Pro výpočet R_7 je třeba znát pomocné veličiny R_{em} , r , s_m .

$$R_{em} = R_E + \frac{\Delta U_{BEM4}}{I_{ZM}} = 0,5 + \frac{2,15 - 1,1}{4} = 0,76 \text{ } \Omega.$$

ΔU_{BEM4} je rozdíl napětí U_{BEM4} , zjištěný z charakteristik při proudu I_{ZM} a při I_{CO0} .

$$r = R_{em} : R_2 = 0,76 : 4 = 0,19,$$

$$s_m = 1 + 2r + \sqrt{r(1+r)} = 2,33$$

$$R_7 \approx R_2 \left(\frac{h_{21E4m}}{s_m} - 1 \right) = 1198 \text{ } \Omega.$$

h_{21E4m} je minimální proudový zesilovací činitel T_4 při proudu I_{ZM} . S ohledem na tolerance 20 % zvolíme $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$.

Rezistor R_8 :

$$R_8 = \frac{h_{21E4m} R_m - R_7}{2} \pm$$

$$\pm \sqrt{\left(\frac{h_{21E4m} R_m - R_7}{2} \right)^2 - h_{21E4m} R_{em} (R_7 - R_m)},$$

$$\text{kde } R_m = \frac{R_2 R_7}{R_2 + R_7} = 3,98 \text{ } \Omega,$$

po dosažení do rovnice pro R_8 vyjdou dva odpory a to $1410 \text{ } \Omega$ a $376 \text{ } \Omega$. Rezistor R_8 volíme z hlediska minimálního proudu přes T_2 a s ohledem na toleranci 20 % proto $1,2 \text{ k}\Omega$.

Dále navrhujeme budič T_2 . Proud $I_{C2} = I_{BM4} + I_{RB}$, kde $I_{BM4} = I_{ZM} : h_{21E4m} = 5,71 \text{ mA}$ a $I_{RB} = (I_{BM4} R_{15} + U_{BEM4} + I_{ZM} R_E) : R_8 = 4,74 \text{ mA}$, takže $I_{C2} = 5,71 + 4,74 = 10,45 \text{ mA}$.

Pro spolehlivou funkci budiče tento proud zvětšíme o 10 %, takže skutečný proud T_2 bude $I_{C2} = 1,1 I_{C2} = 11,5 \text{ mA}$. Výkonová ztráta T_2 je: $P_{z12} = U_{CE2} I_{C2} = 21,05 \cdot 11,5 = 242 \text{ mW}$, kde $U_0 = (U_{A \min} + U_{A \max}) : 2 = (39,8 + 2,3) : 2 = 21,05$.

$$U_{A \min} = -(U_{BEM5} + U_{CEs2}) = -(2,15 + 0,15) = -2,3 \text{ V.}$$

$$U_{A \max} = -(U_B - U_{CEs4}) = -(40,9 - 1,1) = 39,8 \text{ V.}$$

Dále překontrolujeme maximální napětí U_{CE0} budiče T_2 . Vlivem C_4 dochází ke krátkodobým špičkovým budičím napětím, které nesmí být větší než U_{CE02} . Když uvážíme, že při špičkách budičeho napětí je tranzistor vybuzen až do stavu, kdy $U_{CE4} = 0$ a zanedbáme-li vliv rezistoru R_{16} , bude při 10 % přepětí sítě na tranzistoru napětí $U_{CEM} = 1,1 U_{B0} + U_{BEM4} = 1,1 \cdot 47 + 2,15 = 53,85 \text{ V}$.

Pokud bude osazen rezistor R_{16} , je nutno toto napětí ještě zvětšit o:

$$I_{BM4} R_B = \frac{1,1 (U_{B0} - U_0) R_8 R_{16}}{(R_7 + R_8) (R_8 + R_{16})} =$$

$$= \frac{1,1 (47 - 21,05) 1200 \cdot 270}{(1000 + 1200) (1200 + 270)} = 2,86 \text{ V,}$$

$$\text{takže celkové } U_{CEM} = 53,85 + 2,86 = 56,71 \text{ V.}$$

Pro daný účel postačí i tranzistor KC637, který splňuje požadavky U_{CE0} , I_C a P_{z12} (místo navrženého BF457).

Pro návrh rezistoru R_6 musíme nejprve spočítat proud do báze T_2 : $I_{B2} = I_{C2} : h_{21E2} = 11,5 : 30 = 383 \text{ } \mu\text{A}$. Proud přes T_1 by měl být z hlediska šumu co nejmenší a zvolíme ho asi $0,5 \text{ mA}$. Rezistor $R_6 = U_{BE2} : I_{C1} = 0,67 : 0,5 = 1,34 \text{ k}\Omega$. Napětí U_{BE2} zjištíme z charakteristik pro KC637. S ohledem na tolerance 20 % bude $R_6 = 1,2 \text{ k}\Omega$. Celkový proud přes T_1 je $I_{B2} + I_{C1} + I_{B1} = 883 \text{ } \mu\text{A}$. Proud I_{B1} vzhledem k velkému h_{21E1} lze zanedbat. Úbytek napětí na rezistoru R_5 se volí asi 4 % U_{B0} , takže $R_5 = 0,04 U_{B0} : (I_{B2} + I_{C1}) = 2,18 \text{ k}\Omega$ a odpor $R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$.

Pro výpočet rezistoru R_4 je nutné určit úbytek na R_4 a proud I_{d1} rezistory R_1 až R_4 . $U_{B0} - U_{R4} = U_0 + I_{C2} (R_7 + R_8) + U_{BEM4} = 47,45 \text{ V}$ a z toho $U_{R4} = 0,67 \text{ V}$.

Na pozici T_1 použijeme tranzistor KC307 s $h_{21E1} = 200$ při $I_{C1} = 0,88 \text{ mA}$. Proud $I_{B1} = I_{C1} : h_{21E1} = 0,88 : 200 = 4,4 \text{ } \mu\text{A}$. Proud děličem má být $10 \times$ větší než I_{B1} , takže I_{d1} zvolíme $70 \text{ } \mu\text{A}$, $R_4 = U_{R4} : I_{d1} = 0,67 : 0,07 = 9,57 \text{ k}\Omega$, který zaokrouhlíme na $10 \text{ k}\Omega$.

Rezistory $R_1 + R_2 + R_3 = U_{B0} - U_{R4} : I_{d1} = 46,33 : 0,07 = 662 \text{ k}\Omega$. Napětí báze T_1 je až na úbytek na R_5 a úbytek U_{BEM1} rovno „středovému“ napětí U_0 . Z charakteristiky KC307 zjištíme $U_{BEM1} = 0,7 \text{ V}$, takže: $U_{B1} = U_0 - U_{R5} I_{C1} - U_{BEM1} = 21,05 + 2200 \cdot 883 \cdot 10^{-9} - 0,7 = 18,4 \text{ V}$.

Zároveň platí:

$$U_{B1} = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} (U_{B0} - U_{R4}), \text{ takže}$$

$$\frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = \frac{U_{B1}}{U_{B0} - U_{R4}} = \frac{18,4}{47 - 0,67} = 0,397,$$

a z toho $0,397 R_1 = 0,603 (R_2 + R_3)$, takže $R_1 = 1,52 (R_2 + R_3)$. Také platí, že $R_1 = 662 - (R_2 + R_3)$ a $2,52 R_2 + 2,52 R_3 = 662$, $R_2 + R_3 = 263 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 1,52 \cdot 263 = 399 \text{ k}\Omega$. Použijeme $R_1 = 390 \text{ k}\Omega$. Rezistory R_2 , R_3 vypočítáme až po R_{15} , kterým je dán stupeň zpětné vazby.

Pro zápornou zpětnou vazbu platí:

$$A_u = \frac{R_5 R_{15}}{R_3 (R_5 + R_{15})}$$

Pro první výpočet volíme $R_3 = 47 \text{ } \Omega$. Pro správný návrh R_3 a R_{15} je nutno stanovit následující veličiny: $U_{ZM} = 16 \text{ V}$; $I_{E4,5} = U_{ZM} : R_m = 16 : 3,98 = 4,02 \text{ A}$; $I_{RB} = 4,74 \text{ mA}$; $I_{C2} = 10,45 \text{ mA}$; $I_{B2} = I_{C2} : h_{21E2} = 10,45 : 30 = 348 \text{ } \mu\text{A}$; $g_{m2} = I_{C2} : U_T = 11,5 : 0,026 = 440 \text{ mA/V}$; $U_{BE2} = I_{C2} : g_{m2} = 10,45 : 440 = 23,75 \text{ mV}$; $I_{C1} =$

$$= I_{B2} + \frac{U_{BE2}}{R_6} = 348 + \frac{23,75}{2,2} = 358,8 \text{ } \mu\text{A}; r_{e1} =$$

$$= U_T : I_{C1} = 26 : 0,358 = 72,6 \text{ } \Omega, u_1 = I_{C1} (r_{e1} + R_3) = 358,8 (72,6 + 47) = 35,52 \text{ mV.}$$

$$U_{Z0} = \sqrt{P_{Z0}} = \sqrt{32,4} = 11,3 \text{ V. Zesílení bez zpětné vazby } A_u = U_{Z0} : u_1 = 11,3 : 0,03552 = 318,1. \text{ Zesílení se zpětnou vazbou: } A' = U_{Z0} : u_{vst} = 11,3 : 0,5 =$$

$$= 22,6 = \frac{R_5 R_{15}}{R_3 (R_5 + R_{15})}$$

Pro zajištění stability zpětné vazby by R_3 měl být co nejmenší. Rezistor R_5 určuje stabilitu „středového“ napětí a střídavá zpětná vazba z výstupu na vstup se vede přes R_{15} . Rezistor R_{15} je při známých R_3 , R_{15} a zesílení A' u dán:

$$R_{15} = \frac{R_5 R_5 A'}{R_5 + R_3 A'} = 2054 \text{ } \Omega.$$

což zaokrouhlíme na $1,8 \text{ k}\Omega$.

Z předchozího víme, že $R_2 + R_3 = 263 \text{ k}$ a $R_3 = 47 \text{ } \Omega$, takže $R_2 = 262 \text{ } 953 \text{ } \Omega$, použijeme rezistor $270 \text{ k}\Omega$.

Dále spočítáme vstupní odpor:

Bez zpětné vazby: $r_1 = h_{21E1} : (r_{e1} + R_3) = 200 (47 + 52) = 19 \text{ } 800 \text{ } \Omega$.

Se zpětnou vazbou: $r'_1 = r_1 + r_1 K_A M = 318 \text{ } 780 \text{ } \Omega$,

$$\text{kde } K_A M = 15,1 = A_u \frac{R_3 (R_5 + R_{15})}{R_3 R_{15}}$$

Vstupní odpor je přibližně roven odporu rezistoru R_1 .

Návrh stabilizačního obvodu s T_3 : Pro T_3 použijeme tranzistor KC238. Napětí $U_{CE3} = U_{BE4} + R_{10} I_{B4} + 2 R_{10} I_{CO0} + U_{BES} + R_{10} I_{B5} = 2,28 \text{ V}$. Proud odpory R_9 , R_{10} bude asi $10 \times$ větší než proud I_{B3} . Součet odporů rezistorů R_9 až R_{11} musí být podstatně větší než diferenční odpor r_{CE3} .

Napětí $U_{CE3} = I_{d3} R_{11} + R_9 (I_{d3} + I_{B3})$, kde $I_{B3} = I_{C2} : h_{21E3} = 38,3 \text{ } \mu\text{A}$ pro $h_{21E3} = 300$. Proud I_{d3} volíme $0,38 \text{ mA}$. Takže $U_{CE3} = 0,38 R_{11} + 0,418 R_9$. Zároveň platí

$$R_9 / R_{11} = \frac{U_{CE3}}{U_{BES}} - 1 = 1,96.$$

$$U_{CE3} = 0,38 R_{11} + 1,96 \cdot 0,418 R_{11} = 1,2 R_{11}$$

$$\text{a z toho } R_{11} = \frac{U_{CE3}}{1,2} = 1,9 \text{ k}\Omega$$

a $R_9 = 1,96 R_{11} = 3,72 \text{ k}\Omega$. Abychom mohli regulovat klidový proud, zapojíme mezi R_9 a R_{11} proměnný rezistor R_{10} . Součet R_9 až R_{11} musí odpovídat součtu vypočítaných R_9 , R_{11} , takže $R_9 + R_{10} + R_{11} = 5,62 \text{ k}\Omega$ a pro $R_9 = 3,3 \text{ k}\Omega$ a $R_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$ bude $R_{10} = 820 \text{ } \Omega$.

Pro kontrolu vypočítáme diferenční odpor r_{CE3} . Proud

$$I_{d3} = \frac{U_{CE3}}{R_9 + R_{10} + R_{11}} = 2,28 : 5,62 = 0,405 \text{ mA.}$$

$I_{C3} = I_{C2} - I_{d3} = 11,1 \text{ mA}$. Podmínka, že $I_{d3} \gg I_{B3}$ je zde dobře splněna. Pro výpočet odporu

$$r_{CE3} = \left(\frac{U_T}{I_{C3}} + \frac{R_9 R_{11}}{h_{21E3} (R_9 + R_{11})} \right) \left(1 + \frac{R_9}{R_{11}} \right) =$$

$$= 19,35 \text{ } \Omega.$$

Vidíme, že i druhá podmínka $R_9 + R_{10} + R_{11} \gg r_{CE3}$ je splněna.

Spočítáme teplotní změnu napětí

$$\Delta U_{CE3} = \Delta U_{BES} \left(1 + \frac{R_9}{R_{11}} \right) = -5,9 \text{ mV/} ^\circ\text{C.}$$

Návrh elektronické pojistky s T_6 , T_7 : Napětí mezi bodem A a kolektorem T_2 (vztaheno na T_4) při plném vybuzení bude:

$$U_{2A} = I_{BM4} R_{16} + U_{BEM4} + I_{ZM} R_{12} - U_{CE3} = 3,43 \text{ V. Při klidovém proudu } I_{CO0} \text{ platí, že: } U_{CE3} > I_{B04} R_{16} + U_{BE4} + I_{CO0} R_{12} = 1,14 \text{ V,}$$

aby T_6 byl uzavřen. U_{CE3} je konstantní v širokém rozsahu teplot, ale se zvětšujícím se výstupním výkonem se mění I_{B4} a I_{ZM} . Zvětší-li se proud T_4 nad určitou mez, bude napětí U_{2A} kladnější než U_{CE3} a T_6 začne omezovat budičeho signál. Mez otevření T_6 je dána poměrem R_{20} ku $R_{18} + R_{20}$. Víme, že při plném vybuzení bude $U_{2A} = 3,43 \text{ V}$, takže napětí na bázi T_6 při jeho plném otevření musí být minimálně $U_{BE6} = 0,6 \text{ V}$. Tranzistor T_6 je při $U_{BE6} = 0,6 \text{ V}$ vsaturaci, takže $U_{CEs6} = 0,2 \text{ V}$ a $B = 20$. Proud $I_{B6} = I_{ZM} : (h_{21E4B}) = 0,285 \text{ mA}$.

Proud děličem R_{18} , R_{20} volíme $0,35 \text{ mA}$, takže $R_{18} = (U_{2A} - U_{BE6}) : 0,35 = 8,08 \text{ k}\Omega$ a $R_{20} = U_{BE6} : 0,35 = 1,7 \text{ k}\Omega$. Pro R_{20} použijeme odporový trimr $4,7 \text{ } \Omega$, kterým korigujeme různá U_{BE6} . Totéž platí i pro součástky kolem T_7 .

Rezistor v Boucherotově článku volíme v rozsahu 1 až 10 Ω ; $R_{14} = 10 \Omega$. Aby R_{22} , R_{23} zbytečně nezmenšovaly výstupní napětí, volíme je v rozsahu 50 až 100 Ω ; $R_{22} + R_{23} = 200 \Omega$, které rozdělíme v poměru 1:1, tedy $R_{22} = R_{23} = 100 \Omega$. Dále navrhujeme kapacity kondenzátorů:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f R_4} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,8 \mu\text{F};$$

pro dobrou filtraci ho zvětšíme na 5 μF .

$$C_2 = \frac{1}{6,28 f R_1} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 318 \cdot 780} = 25 \text{ nF};$$

pro dobré fázové poměry ho zvětšíme na 100 nF.

$$C_3 = \frac{1}{6,28 f R_3} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 47} = 169 \mu\text{F}, \text{ vybereme } C_3 = 200 \mu\text{F}.$$

$$C_4 = \frac{1}{6,28 f R_7} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 1000} = 8 \mu\text{F};$$

pro dobrou fázovou stabilitu vybereme $C_4 = 200 \mu\text{F}$.

$$C_5 = \frac{1}{6,28 f R_6} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^6 \cdot 1200} = 132 \text{ pF}.$$

Kmitočet f_1 volíme asi 1 MHz, abychom zabránili v oscilacím a přenosu vysokých kmitočtů a tak zlepšili stabilitu zesilovače na vysokých kmitočtech.

$$C_6 = \frac{1}{6,28 f R_5} = \frac{1}{6,28 \cdot 150 \cdot 000 \cdot 2200} = 482 \text{ pF}.$$

Kmitočet f_2 volíme s ohledem na nejnižší kmitočet dlouhých vln.

$$C_7 = \frac{1}{6,28 f R_{14}} = \frac{1}{6,28 \cdot 150 \cdot 000 \cdot 10} = 0,1 \mu\text{F},$$

$$C_8 = \frac{1}{6,28 f R_m} = \frac{1}{6,28 \cdot 20 \cdot 3,98} = 1,99 \text{ mF},$$

použijeme kondenzátor 2 mF.

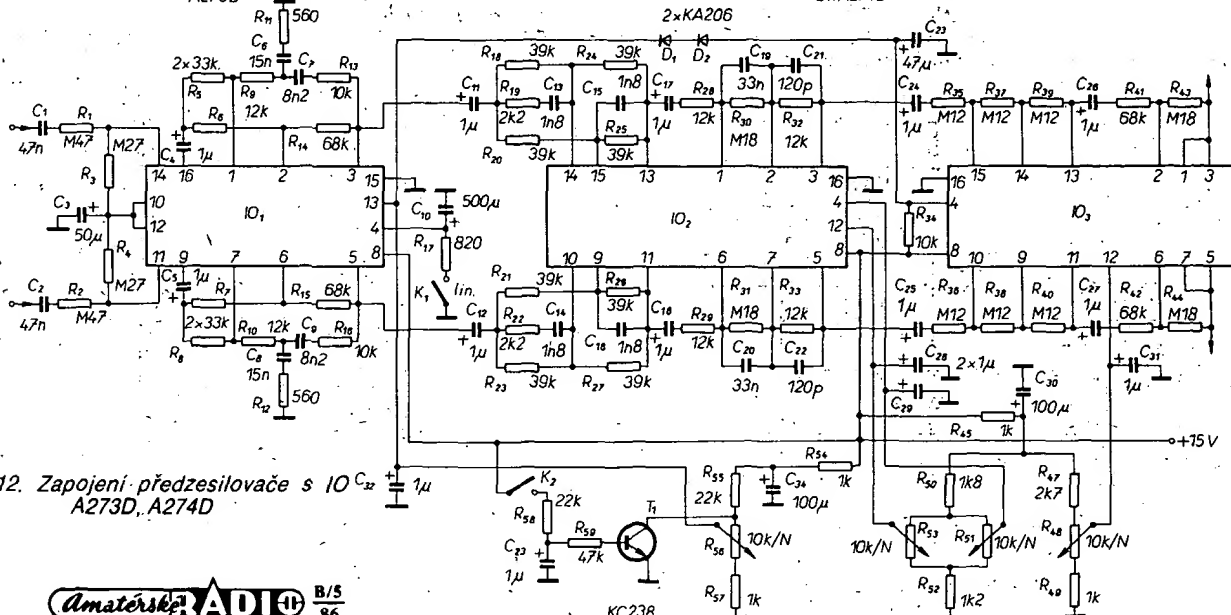
$$C_9 = \frac{1}{6,28 f R_{vsl4}} = \frac{1}{6,28 \cdot 150 \cdot 000 \cdot 2800} = 378 \text{ pF},$$

použijeme $C_9 = 330 \text{ pF}$; $R_{vsl4} = h_{21E} R_z = 700,4 = 2800 \Omega$.

Nakonec zbývá navrhnout zatížitelnost rezistorů:

$$\begin{aligned} P_{R1} &= R_1 I_{d1}^2 = 39 \cdot 10^4 \cdot 49 \cdot 10^{-10} = 2 \text{ mW}, P_{R2} = R_2 I_{d1}^2 = 1,3 \text{ mW}, \\ P_{R3} &= R_3 I_{d1}^2 = 0,2 \mu\text{W}, P_{R4} = R_4 I_{d1}^2 = 50 \mu\text{W}, \\ P_{R5} &= R_5 (I_{B2} + I_{C1})^2 = 1,7 \text{ mW}, P_{R6} = R_6 I_{d1}^2 = 0,3 \text{ mW}, \\ P_{R7} &= R_7 I_{C2}^2 = 130 \text{ mW}, P_{R8} = R_8 I_{C2}^2 = 158 \text{ mW}, \\ P_{R9} &= R_9 (I_{d3} + I_{B3})^2 = 0,6 \text{ mW}, P_{R10} &= R_{10} (I_{d3} + I_{B3})^2 = 0,14 \text{ mW}, \\ P_{R11} &= R_{11} I_{d3}^2 = 0,22 \text{ mW}, P_{R12} = R_{12} I_{d3}^2 = 2,02 \text{ mW}, \\ P_{R14} &= 0,5 \text{ W}, P_{R15} = R_{15} I_{d1}^2 = 135 \text{ mW}, \\ P_{R16} &= P_{R17} = R_{16} I_{d1}^2 = 9 \text{ mW}, P_{R18} = P_{R19} = R_{18} I_{d1}^2 = 1 \text{ mW}, \\ P_{R20} &= P_{R21} = R_{20} I_{d2}^2 = 0,1 \text{ mW}, P_{R22} = R_{22} I_{d2}^2 = 640 \text{ mW}. \end{aligned}$$

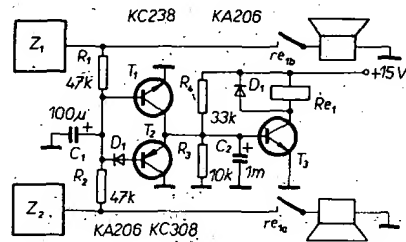
A273D



Obr. 12. Zapojení předzesilovače s IO A273D, A274D

Návrh obvodu pro připojení reproduktoru: Pro připojení zátěže použijeme relé RP102 nebo RP700 pro napětí 12 V. Obvod je napájen ze stabilizovaného zdroje 15 V. Proud pro přitažení relé $I_{RE} = 50 \text{ mA}$. Pro jeho spínání použijeme tranzistor KC238, který má $U_{CEs8} = 0,3 \text{ V}$, $B_8 = 30$, $U_{BEs8} = 0,78 \text{ V}$. Rezistor $R_{24} = (U_{B2} - U_{RE} - U_{CEs8}) / (I_{RE} + I_{B8})$, kde $U_{B2} = 15 \text{ V}$, $U_{RE} = 12 \text{ V}$, $I_{B8} = I_{RE} : B_8$, takže $R_{24} = (15 - 12 - 0,3) / (50 + 1,67) = 52,25 \Omega$, použijeme 56 Ω , $P_{R24} = R_{24} (I_{RE} + I_{B8})^2 = 149 \text{ mW}$, $R_{25} = (U_{B2} - U_{RE} - U_{BEs8}) / I_{B8} = 6,82 \text{ k}\Omega$, použijeme rezistor 6,8 k Ω , $P_{R25} = R_{25} I_{B8}^2 = 18 \text{ mW}$.

Zpoždění při přitahu bude asi 1 s, z toho vyplývá, že $C_{11} = t_{pf} : R_{v8}$, kde $R_{v8} = U_{BEs8} / I_{B8} = 467 \Omega$, takže $C_{11} = 1 : 467 = 2,14 \text{ mF}$, zaokrouhlíme na 2 mF. $R_{26} = t_{vyb} / C$ pro $t_{vyb} = 220 \text{ ms}$ bude $R_{26} = 100 \Omega$ a $P_{R26} = R_{26} I_{vyb}^2 = 8,2 \text{ mW}$. Pokud používáme zesilovač se symetrickým napájením, je výhodné na výstup

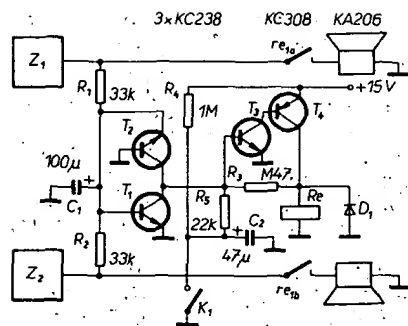


Obr. 10. Ochranný obvod pro zesilovač se symetrickým napájením typu I

připojit ochranný obvod, který chrání reproduktory před zničením, prorazí-li se výstupní tranzistory. Na obr. 10 je zapojení ochranného obvodu pro zesilovač s diskretními tranzistory.

Reproduktorový ochranný obvod připojí při zapnutí reproduktory se zpožděním, které je dáno kondenzátorem C_2 a při vypnutí je okamžitě vypíná. Tak odstraníme rušivé jevy, které vznikají při zapínání a vypínání. Stejnoseměrné napětí nebo proud, které se objeví na výstupu zesilovače Z_1 , Z_2 , připojí bázi T_3 přes T_1 nebo T_2 na zem a tím odpadne relé Re_1 , které odpojí reproduktor od zesilovače.

Na obr. 11 je zapojení ochranného obvodu vhodného pro zesilovač s MDA2020. Po zapnutí zesilovače jsou reproduktory od výstupu zesilovače odpojeny kontakty relé Re , čímž reproduktory chráníme před rázy, které vznikají při ustalování pracovního bodu zesilovače. Relé Re přitáhne přes dvoustupňový



Obr. 11. Ochranný obvod pro zesilovač se symetrickým napájením typu II

zpožďovací obvod asi po 2 s po zapnutí zesilovače a přes spínací kontakty re_1 a re_2 se připojí reproduktory. Zpožďovací obvod T_3 , T_4 má zavedenu účinnou zpětnou vazbu s R_3 , R_5 , čímž je dosaženo toho, že relé po uplynutí doby zpoždění velmi rychle přitáhne. Při vypínání zesilovače se před odpojením síťového kontaktu síťového spínače spojí mžkový kontakt K_1 , který je mechanicky spojen se síťovým spínačem a vybijí se C_2 . Tím je umožněno, aby relé ihned odpadlo. Vybitím C_2 je zpožďovací obvod ihned po vypnutí provozuschopný pro další funkci, tzn.: že i při opakovaném zapínání jsou reproduktory chráněny před rázy, které vznikají při zapínání. Při případném výskytu stejnosměrného napětí na výstupu zesilovače, např. při zničení IO, je toto napětí přivedeno přes R_{11} , R_{12} na T_1 , T_2 , které jsou ovládnuty polaritou stejnosměrného napětí a přes přechod kolektor-emitor uzemňují bázi T_3 , takže relé ihned odpadne. Tím jsou reproduktory chráněny před zničením nadměrným proudem.

Další stupeň, kterému věnujeme pozornost, je nízkofrekvenční předzesilovač. Na obr. 12 je zapojení nízkofrekvenčního předzesilovače s IO A273D a A274D, který umožňuje dvoustupňovou regulaci hlasitosti, regulaci vyvážení, regulaci hloubek a výšek a vypnutí fyziologického průběhu regulátoru. Vstupní signál je přes C_1 , R_1 přiveden na první zesilovač v IO A273D. Rezistorem R_3 je nastaven pracovní bod tohoto zesilovače. Z jeho výstupu je signál přes C_4 veden na druhý zesilovač v IO A273D. Jeho základní zisk je dán poměrem $R_{14} : R_6$ a fyziologický průběh je nastaven obvodem R_5 , R_9 , R_{11} , R_{13} , C_6 , C_7 . Při malé hlasitosti jsou zdůrazněny hloubky a výšky a potlačeny střední kmitočty. Dolní kmito-

čet fyziologického regulátoru je dán $f_d = 1 : 6,28 R_{15} C_7$. Pro potlačení středního kmitočtu se uplatní R_9 , $R_{11} C_6$ a R_5 a $f_0 = 1 : 6,28 (R_9 + R_{11}) C_6$. Na nejvyšších kmitočtech se uplatní R_{11} , C_6 a $f_1 = 1 : 6,28 R_{11} C_6$. Regulace hlasitosti je dvoustupňová – první stupeň regulace závisí na napětí na vývodu 13 IO₁ a druhý stupeň na „posunutém“ napětí na vývodu 4 IO₃. Fyziologický regulátor hlasitosti lze vyřadit rozpojením tlačítka (LIN). Obvod balance, který je v IO A273D vestavěn, není v daném zapojení použit, neboť při plné hlasitosti již není účinný. Jinak řečeno – čím více zvětšujeme hlasitost, tím méně je možné vyvážit kanály zesilovače. Z výstupu IO₁ je přes C_{11} signál veden na korektor výšek. Zdůraznění výšek je dáno poměrem R_{24} k R_{18} , R_{19} , C_{13} . Rezistorem R_{19} je omezeno zdůraznění výšek směrem k nejvyšším kmitočtům. Pokud $R_{24} = R_{18}$, pak pro kmitočet výšek platí:

$$f = \frac{1}{6,28 C_{13} \sqrt{R_{19}(R_{18} + R_{19})}}$$

$$A_{uv} = \frac{1}{\sqrt{2 R_{19}^2 + R_{18} R_{19}}} - 1$$

Potlačení výšek je dáno poměrem impedance $R_{25} C_{15}$ ku R_{20} . Pro kmitočet platí $f_v = 1/6,28 R_{25} C_{15}$ a pro zesílení $A_{uv} = R_{25}/1,41 R_{20}$. Z výstupu korektoru výšek je signál přes C_{17} přiveden na korektor hloubek $R_{28} R_{30} R_{32} C_{19} C_{21}$. Ke zmenšení šumu, korektoru je do obvodu hloubek zapojen C_{21} , který potlačuje vyšší kmitočty a tak je zlepšen odstup rušivých signálů. Rezistorem R_{30} jsou propojeny báze zdrojů proudu v IO₂. Zdůraznění hloubek je dáno poměrem impedance $C_{19} R_{32}$ ku R_{28} a platí, že $f_b = 1/6,28 C_{19} R_{32}$ a pro zisk $A_{ub} = 1,41 R_{32}/R_{28}$. Potlačení hloubek je dáno poměrem R_{32} ku $R_{28} C_{19}$ a $f_b = 1/6,28 R_{28} C_{19}$ a zisk $A_{ub} = R_{32}/1,41 R_{28}$. Při lineárním průběhu, je zesílení dáno poměrem R_{32}/R_{28} . Výšky se regulují řídicím napětím z potenciometru R_{53} a hloubky napětím z potenciometru R_{51} .

Z výstupu IO₂ je signál přes C_{24} veden na obvod vyvážení. Zisk $A_{uvy} = (R_{37} + R_{39})/R_{35}$ a je v daném případě ± 6 dB. Vyvážení se reguluje napětím z potenciometru R_{48} . Z výstupu obvodu regulace je přes C_{26} přiveden signál na druhý stupeň regulace hlasitosti, jehož zesílení $A_{u2h} = R_{43}/R_{41}$. Napětí pro regulaci je přivedeno z potenciometru R_{56} přes $D_1 D_2$, které toto napětí posouvají, takže druhý regulátor bude funkční až po regulátoru v IO₁. Počátek regulace druhého regulátoru hlasitosti lze ovlivnit i rezistorem R_{34} . Při dlouhých přívodech od potenciometrů R_{48} , R_{51} , R_{53} , R_{56} mohou se do těchto přívodů indukovat

rušivá napětí, která zhorší odstup rušivých napětí od užitečného signálu. Proto je nutné co nejlíže k vývodům IO pro regulaci připojit $C_{28} C_{29} C_{31} C_{32}$, které filtrují rušivá napětí. Optimální kapacita je 1 μ F. Při zvětšení této kapacity se zpomaluje regulace, což se projeví zpomalenou reakcí systému. Při použití dálkového ovládání doporučuje výrobce zvětšit tuto kapacitu až na 15 μ F. V daném zapojení je rozsah regulace hlasitosti 90 dB, maximální efektivní vstupní napětí může být až 1 V, jmenovité efektivní napětí je 200 mV a při zisku 0 dB je poměr signál + šum ku šumu asi 80 dB. Předností tohoto zapojení je tedy lepší odstup signál-šum, podstatně lepší regulace vyvážení kanálů zesilovače, menší zkreslení. Jediným jeho nedostatkem je větší počet součástek. Pro přizpůsobení k výkonovému zesilovači je výhodné na výstup zapojit odporový dělič napětí.

Zde bych chtěl upozornit na jednu důležitou skutečnost: Nelze nikdy spojit dva kondenzátory do série bez toho, aniž bychom dali v místě spojení rezistor na zem. Pokud to neuděláme, vznikají napěťové rázy, které se přenesou do reproduktoru.

V zapojení na obr. 12 uzavírá tranzistor T_1 , který během jakéhokoli přepínání v zařízení zkratuje řídicí napětí pro hlasitost na zem, signál procházející předzesilovačem (squelch). Tranzistor je ovládán mžikovým kontaktem k_2 , „svázaným“ s přepínačem. Přes k_2 se nabije C_{33} , který se vybíjí přes R_{59} a T_1 . Vlastnosti předzesilovače lze ovlivnit návrhem rezistorů R_{47} až R_{57} , kterými můžeme volit rozsah regulačních napětí. Proud děliči by měl být alespoň 10× větší než proud odebíraný z běžce R_{48} , R_{51} , R_{53} , R_{56} . V daném zapojení je proud tekoucí přes R_{45} 2,4 mA, takže regulační napětí pro vyvážení je 0,91 až 10 V, pro basy 1,88 až 9,7 V, pro výšky a pro hlasitost 0,44 až 10,14 V. Maximální regulační proud do vývodů 13 IO₁, 4 a 12 IO₂ a 4 a 12 IO₃ je 50 μ A. Vstupní odpor předzesilovače je 470 k Ω a výstupní odpor asi 10 Ω . Doporučený vstupní odpor následujícího zesilovače by měl být min. 5,6 k Ω .

Zlepšenou variantou IO A274D je IO TDA1074A, kterého lze využít jak k regulaci hlasitosti a vyvážení, tak i k regulaci basů a výšek. Zapojení regulátoru basů a výšek s TDA1074A je na obr. 13. Vstupní signál je přes C_1 přiveden na obvod k regulaci výšek, $R_1 R_5 C_5 R_2 C_3 R_6$, při zdůraznění se uplatní $R_2 C_3 R_6$ a při potlačení

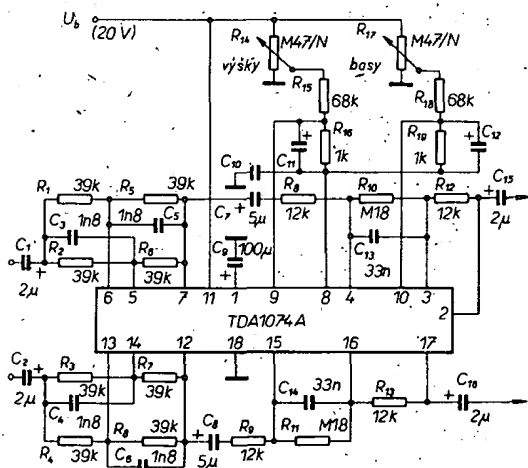
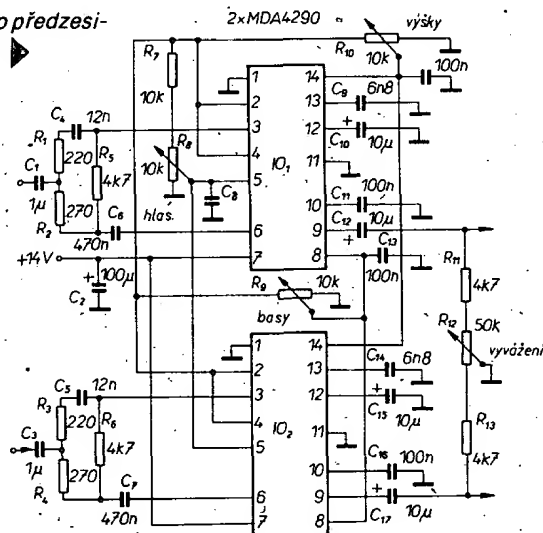
$R_1 R_5 C_5$. Dále je signál veden přes C_7 na korektor hloubek, $R_8 R_{10} R_{12} C_{13}$. Potlačení je dáno poměrem impedance R_{12} ku $R_8 C_{13}$ a zdůraznění hloubek poměrem impedance $R_{12} C_{13}$ ku R_8 . Zařadíme-li mezi vstupy 5, 6 (13, 14) a výstup 7 (12) vhodné obvodové členy, lze s tímto obvodem regulovat i hlasitost, nebo využít vstupů 3, 4 (15, 16) a výstupů 2 (17) k regulaci vyvážení. Integrované obvody A273D, A274D i TDA1074A jsou vhodné pro stereofonní předzesilovače.

Pro monofonní zesilovače je vhodný IO MDA4290. Zapojení se dvěma MDA4290 pro stereofonní zesilovač je na obr. 14. Jedná se o nový typ elektronického potenciometru, který vyžaduje minimální počet vnějších součástek. Do této skupiny IO patří i obvody na obr. 15 až 18.

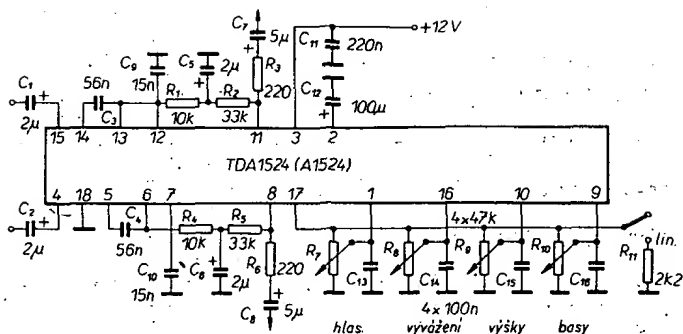
V zapojení na obr. 14 je signál přes C_1 přiveden na obvod fyziologické regulace hlasitosti, $R_1 R_2 C_4 R_5 C_6$. K regulaci hlasitosti je použit potenciometr R_8 . Pokud bychom chtěli fyziologický regulátor odpojit, pak je nutno do vývodů 4 IO₁ a IO₂ zapojit spínač. Rozsah regulace hlasitosti je asi 80 dB. Na vývodu 2 IO MDA4290 je zdroj referenčního napětí 4,85 V, který může dodávat proud až 10 mA. Kmitočet regulátoru hloubek lze měnit kondenzátorem C_{11} na vývodu 10 IO a regulátoru hloubek kondenzátorem C_9 na vývodu 13 IO. Regulační napětí na vývodu regulátoru hlasitosti (vývod 5 IO) je doporučeno 0,51 U_2 , na vývodu regulátoru hloubek (vývod 8 IO) je to 0,5 U_2 a na vývodu pro regulátor výšek (vývod 14 IO) je 0,49 U_2 . Maximální napětí na vývodech 5, 8, 14 IO smí být shodné s napájecím napětím. Z výstupu je signál veden na regulátor vyvážení do výkonového zesilovače.

Na obr. 15 je zapojení stereofonního předzesilovače s TDA1524 (který má být v NDR vyráběn pod označením A1524D). Vstupní signál je přes C_1 přiveden do zesilovače pro řízení hlasitosti a dále do korektoru výšek a hloubek. Průběh hloubek lze ovlivnit kondenzátorem C_3 a průběh výšek kondenzátorem C_9 . Ke zlepšení stability je z výstupu 11 IO na vstup 13 IO zavedena stejnosměrná zpětná vazba $R_1 R_2 C_5$. Fyziologický průběh regulátoru hlasitosti lze vypnout spínačem na vývodu 17 IO. Na vývod 17 IO je také vyveden vnitřní stabilizátor, z kterého jsou napájeny potenciometry pro regulaci hlasitosti, vyvážení, výšek a hloubek. Proud do vývodů 1, 9, 10 a 16 IO je maximálně 5 μ A a maximální napětí na těchto vývodech je 1/2 U_B (napájecího napětí). Vstupní odpor

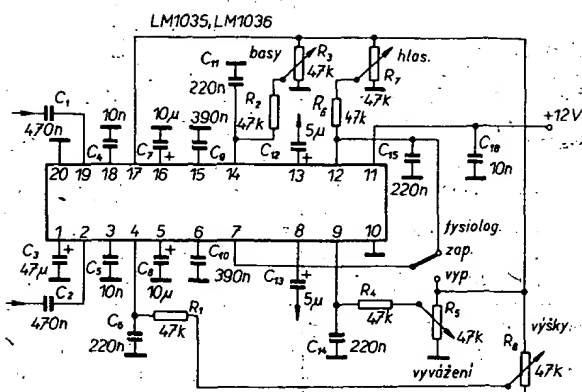
Obr. 14: Zapojení stereofonního předzesilovače s MDA4290



Obr. 13: Zapojení korekčního zesilovače s TDA1074A



Obr. 15. Zapojení předzesilovače s TDA1524 (A1524D)



Obr. 16. Zapojení předzesilovače s LM1035, LM1036

následujícího zesilovače by měl být min. 4,7 kΩ. Při plné hlasitosti je zisk obvodu 20 dB, rozsah regulace vyvážení -40 dB, rozsah regulace hlasitosti 100 dB, rozsah regulace hloubek a výšek ±15 dB. Oddělení kanálů je 60 dB a potlačení brumu napájecího zdroje 50 dB. Pro vstupní odpor platí: $R_{vst} = 160 \cdot (1 + A_v)$, kde $A_{vmax} = 12$. Harmonické zkreslení pro vstupní signál do 1,4 V nepřesáhne 0,25 %. Rušivé napětí pro $A_{vmax} = 0$ dB je 100 μV na výstupu.

Na obr. 16 je zapojení korekčního předzesilovače s IO LM1035, LM1036 fy National Semiconductor. Od předchozího obvodu se tento obvod liší tím, že má dvoustupňovou regulaci hlasitosti, čímž je možné dosáhnout rozsahu regulace až 80 dB. Rozsah napájecích napětí je 8 až 18 V. Oddělení kanálů je 75 dB, potlačení nežádoucích signálů je 80 dB pro vstupní efektivní napětí do 1 V, zkreslení 0,05 % při vstupním efektivním signálu do 1 V a rozsah regulace hloubek a výšek je ±15 dB. Vstupní signál je přes C_1 přiveden do prvního stupně regulace hlasitosti a rozsahem regulace 15 dB. Fyziologická regulace je zajištěna přivedením napětí na vývod 7 IO. Pokud vývod 7 spojíme s vývodem 17, pak se fyziologická regulace odpojí. Referenční napětí na vývodu 17 je 5,4 V. Spojením vývodu 7 s vývodem 12 se fyziologická regulace hlasitosti zapojuje. Na průběh mají vliv kondenzátory C_4 (C_5) a C_9 (C_{10}) nebo lze měnit fyziologickou regulaci obvodem, zapojeným mezi vývod 7 a 12. Pro maximální zdůraznění hloubek

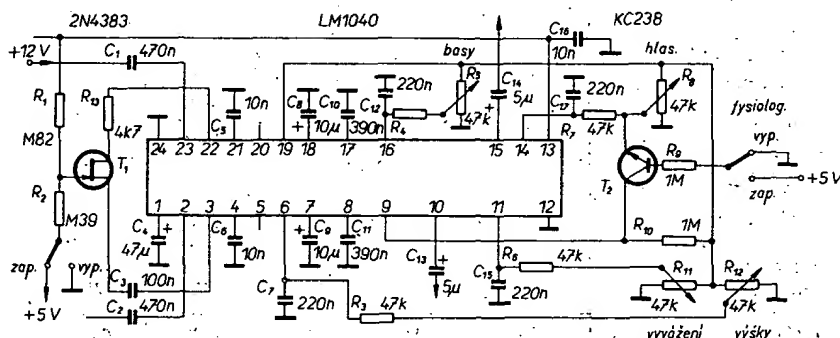
platí: $A_{ub} = 1 + \frac{0,00065}{j\omega_d C_9}$. Pro zdůraz-

nění výšek: platí $A_{uv} = 1 + j\omega_n 5500 C_4$. Pro maximální potlačení hloubek platí:

$A_{ub} = 1: \frac{0,00065}{j\omega_d C_9}$ a pro potlačení výšek

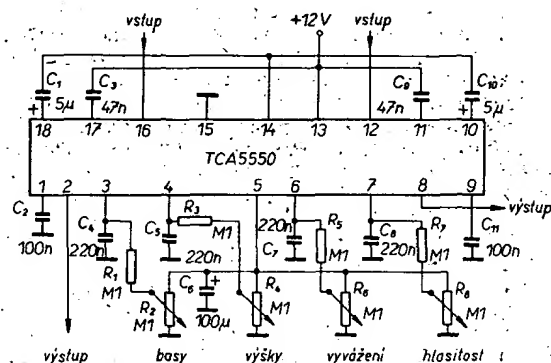
$A_{uv} = 1: (1 + j\omega_n 5500 C_4)$. Pro $C_4 = 10$ nF bude $A_{uv} = 15$ dB při 16 kHz a pro $C_9 = 390$ nF bude $A_{ub} = 15$ dB při 40 Hz. Maximální napětí na vývodech 4, 7, 9, 12, 14 je rovno napájecímu napětí. Maximální napájecí napětí je 20 V.

Na obr. 17 je zdokonalená verze předchozích dvou obvodů s IO LM1040. Obvod je doplněn obvodem pro rozšíření stereofonního jevu. Ve vstupním regulátoru jsou vyvedeny emitory vstupních tranzistorů. Při monofonním signálu jsou na emitorech vstupních tranzistorů stejné signály a obvod $R_{13} C_3$, zapojený mezi vývody 3 a 22 IO, se neuplatní. Při stereofonním signálu každý tranzistorový obvod generuje signál, který je fázově shodný se signálem druhého kanálu. Pokud je hlavní signál invertovaný, uplatní se fázový posuv na obvodu $R_{13} C_3$ a zvětší se šířka báze stereofonního signálu. Připojením napětí +5 V na R_2 lze tento obvod sepnout



Obr. 17. Zapojení předzesilovače s LM1040

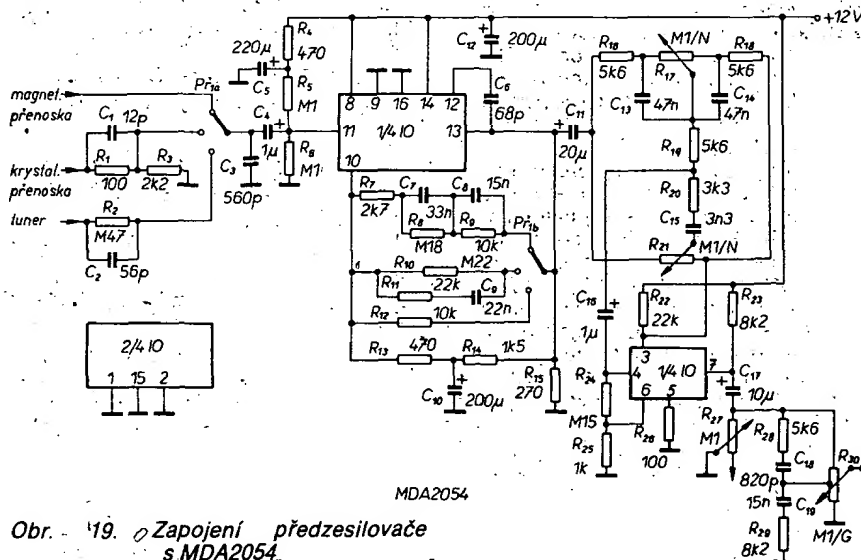
Obr. 18. Zapojení předzesilovače s TCA5550



dálkově. T_1 je možné nahradit spínačem při místním ovládání. Fyziologická regulace hlasitosti a regulace hloubek jsou stejné jako u předchozích obvodů LM1035 a LM1036 realizovány kondenzátory C_5 (C_6) a C_{10} (C_{11}). Zapínat a vypínat fyziologii lze tranzistorem T_2 , který lze při místním ovládání nahradit přepínačem.

Na obr. 18 je zapojení korekčního zesilovače s IO TCA 5500 fy Motorola. Signál

je přes vnitřní předzesilovač přiveden do obvodu regulace výšek, v němž je kmitočet zdůraznění nebo potlačení určen kondenzátorem C_3 (C_9) a vnitřním odporem 2,4 kΩ a odtud dále do korektoru basů s dělicím kmitočtem nastaveným C_2 (C_{11}) a vnitřním odporem 4 kΩ. Z výstupu korektoru basů je signál veden do obvodu regulace hlasitosti a vyvážení. Referenční napětí na vývodu 5 je 5 V a maximální



Obr. 19. Zapojení předzesilovače s MDA2054

Tab. 4. Parametry A273D, A274D, A1524D, LM1035, LM1036, LM1040, MDA4290, TCA5550

Parametr	TDA1074	A273D	A274D	A1524D	LM1035, 1036	LM1040	MDA4290	TCA5550	
Napájecí napětí [V]	7,5 až 23	13,5 až 16,5	13,5 až 16,5	7,5 až 16,5	8 až 18	9 až 16	9 až 16	10,4 až 18	8,5 až 18
Napájecí proud [mA]	22	26,5	26,5	43	35	35	35	35	30
Regulační napětí [V]	1 max.	1,8 až 9	1,5 až 9	1 až 4,25	0 až 6	0 až 5,5	0 až 5,5	0 až U_B	0 až 5
Vstupní napětí [mV]	6000 max.	2000 max.	100 až 1700	2000 max.	2500 max.	1600 max.	1600 max.	3000 max.	500 max.
Vstupní impedance [kΩ]		250	1000	160 až 10	30	30	30	3,9	100
Max. výst. signál [V] při $k = 1\%$	6	2	2	3	2,5	1	1		
Výstupní odpor [Ω]		10	10	300	20	20	20	200	300
Vstupní proud [μA] řídícího vstupu		15	6	5	2,5	2,5	2,5	4	
Rozsah regulace [dB] hlasitosti vyvážení hloubek výšek	$\pm 17,5$ ± 16	0 až -80 +5 až -7	± 16 ± 16	+21,5 -80 -40 ± 15 ± 16	80 +1 ± 15 ± 15	75 -26 ± 15 ± 15	75 1 až -26 ± 15 ± 15	0 až 80 ± 17 ± 17	+10 až -70 +3 až -40 ± 14 ± 14
Oddělení kanálů [dB]	80	55	70	60	75	75	75		45 min.
Výstupní šumové nap. [μV]	50	35	40	310	25	10	10	30	30
Signál/šum [dB] Potlačení brumu [dB]	46	67	70	50	40	50	50		70
Zkreslení [%], $U_{\text{výst}} = 300 \text{ mV}$	0,002	0,07	0,07	0,2	0,05	0,06	0,05	0,5	0,1

proud $I_s = 3 \text{ mA}$. Všechny obvody na obr. 12 až 18 jsou vhodné pro dálkové ovládání, protože je možné je řídit stejnosměrným napětím. Hlavní parametry těchto obvodů jsou uvedeny v tab. 4.

Na obr. 19 je zapojení jednoduchého korekčního předzesilovače s IO MDA2054. Vstupní signál z magnetické přenosky je přiveden přes Pf_{1a} na vstup první části IO MDA2054. Mezi druhý vstup MDA2054 a jeho výstup je zapojen korekční obvod $R_7R_8C_7C_8$. Pracovní bod druhého vstupu určuje záporná zpětná vazba $R_{14}C_{10}R_{13}$. Pracovní bod prvního vstupu je nastaven obvodem $R_4C_5R_6R_5$. Pro krystalovou přenosku je určen druhý vstup. Vstupní signál je veden přes dělič R_1R_3 na přepínač Pf_{1a} . V obvodu zpětné vazby je korekční obvod $R_{10}R_{11}C_9$. Z tuneru je signál na Pf_{1a} přiveden přes R_2 a zpětná vazba je zavedena přes R_{12} . Kondenzátory C_1, C_2, C_3 slouží k potlačení vysokých kmitočtů a tím zlepšení stability obvodu na vysokých kmitočtech. R_{15} je pracovní odpor výstupu části MDA2054. Z výstupu první části MDA2054 je signál přes C_{11} a korektor výšek, zapojený ve zpětné vazbě, veden na druhý zesilovač MDA2054. Ke korekci výšek slouží obvod $R_{20}C_{15}R_{21}$ a ke korekci hloubek obvod $R_{16}R_{17}R_{18}C_{13}C_{14}R_{19}$. Na výstupu druhého zesilovače v MDA2054 je připojen regulátor vyvážení R_{27} a fyziologický regulátor hlasitosti $R_{28}R_{29}R_{30}C_{18}C_{19}$.

Na obr. 20 je zapojení korekčního zesilovače s tranzistory. Vstupní signál je přes C_1 přiveden na fyziologický regulátor hlasitosti $C_2R_1C_3R_2$ a z něho přes C_4 na emitorový sledovač T_1 , jehož pracovní bod je nastaven rezistorem R_3 . Z R_4 je signál veden na třípásmový korektor, přes R_5C_6 . Kondenzátor C_5 potlačuje vysoké kmitočty a zlepšuje stabilitu na vyšších kmitočtech. Třípásmový korektor je zpětnovazebního typu, takže je možné použít lineární potenciometry. Obvodem $R_6R_7R_8C_7$ se zdůrazní nebo potlačí výšky, obvodem $R_{10}R_{11}C_8R_{12}R_{13}C_9$ se korigují střední kmitočty a obvodem $R_{15}R_{16}C_{10}R_{17}R_{14}$ se korigují hloubky. Pro dobrou funkci musí být korektor napájen

z malé impedance a musí pracovat do velké impedance. R_{18} je zatěžovací odpor korektoru. Dále je signál přes C_{11} veden do zesilovače T_2 , jehož pracovní bod je nastaven $R_{19}R_{20}R_{21}$. Signál je z T_2 veden do emitorového sledovače T_3 , na jehož výstupu je zapojen obvod vyvážení $R_{27}R_{28}R_{26}$.

Pro zájemce je dále uveden návrh třípásmového korektoru. Kmitočet f_B je kmitočet maximálního zdůraznění nebo potlačení hloubek, f_S je kmitočet, od kterého začíná potlačení nebo zdůraznění hloubek, f_V je kmitočet zdůraznění nebo potlačení středního kmitočtu, f_{VB} je kmitočet, od kterého jsou korigovány výšky a f_V je kmitočet maximálního zdůraznění nebo potlačení výšek. A_{UB}, A_{US}, A_{UV} jsou zisky na kmitočtech f_B, f_S, f_V .

$R_{14} = R_{15} = R_{17} = R_{16} : (A_{UV} - 1)$,
 $C_{10} = 1 : (6,28 f_B R_{15})$,
 $f_B = 1 : (6,28 R_{16} C_{10})$,
 $R_6 = R_8 = (R_{15} + 2R_{14}) : (A_{UV} - 1)$,
 $C_7 = 1 : 6,28 f_{VB} (R_{15} + 2R_{14} + R_6)$,
 $f_V = 1 : (6,28 R_6 C_7)$.

Platí tehdy, je-li R_7 větší než $R_6 + 2R_{14} + R_{15}$.
 Střední kmitočet:

$$f_S = \sqrt{\frac{2R_{10} + R_{11}}{R_{10}R_{11}C_8C_9(R_{15} + R_{14} + 0,5R_{16})}} : 6,28$$

$$\text{Zesílení } A_{US} = \frac{2R_{10}R_{11}C_8 + (R_{15} + R_{14} + 0,5R_{16})(R_{10} + R_{11})C_9}{2R_{10}R_{11}C_8 + R_{10}C_9(R_{11} + R_{15} + R_{14} + 0,5R_{16})}$$

Jakost Q obvodu bude:

$$Q = \sqrt{\frac{2R_{10} + R_{11}}{R_{10}R_{11}C_8C_9R_{14} + R_{15} + R_{16}/2}}$$

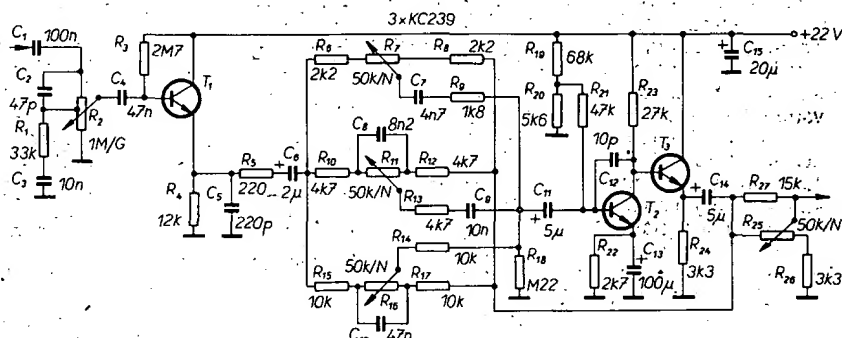
$$\left(\frac{R_{11}C_8C_9(R_{14} + R_{15} + 0,5R_{16})}{(R_{10} + R_{11})C_9 + 2R_{11}C_8 + (R_{14} + R_{15} + 0,5R_{16})C_9} \right)$$

Z rovnic můžeme vypočítat zbývající rezistory a kondenzátory.

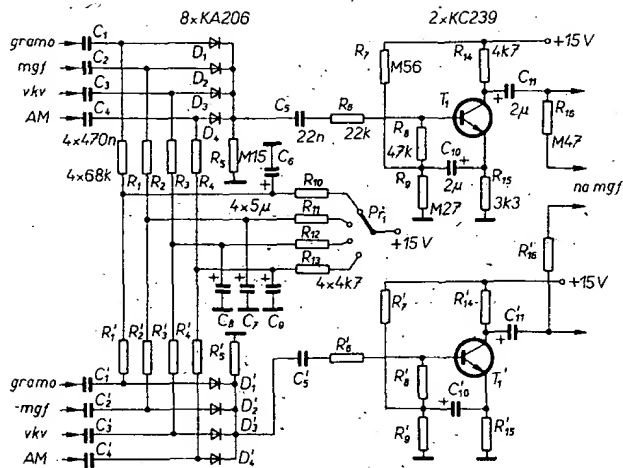
Elektronický přepínač signálů

Dalším funkčním celkem, kterému věnujeme při návrhu pozornost, je elektronický přepínač vstupních signálů. Vstupní signály je možno přepínat buď mechanickým nebo elektronickým přepínačem. Použití elektronického přepínače má oproti mechanickému přepínači tyto výhody:

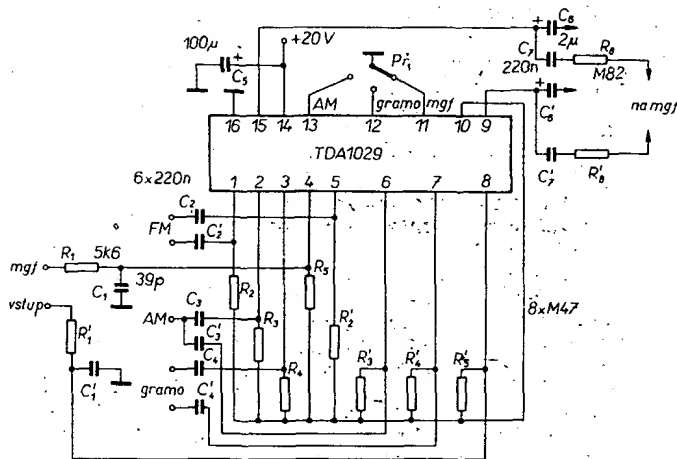
1. Ovládací prvky elektronického přepínače je možné libovolně rozmístit na ovládacím panelu.
2. Pro přívod signálů není zapotřebí stíněných vodičů, neboť spínací prvky je možné zapojit do signálové cesty.
3. Při přepínání nevznikají rušivé signály. Elektronický přepínač je možné ovládat dálkově a je funkčně spolehlivější.



Obr. 20. Zapojení předzesilovače s tranzistory



Obr. 21. Zapojení elektronického přepínače vstupů s diodami



Obr. 22. Zapojení přepínače vstupů s TDA1029

4. Pro spínání je možné použít diody, tranzistory, běžné i speciální IO.

Na obr. 21 je zapojení elektronického přepínače pro čtyři vstupní signály, a to: z gramofonu, magnetofonu, přijímače FM, přijímače AM. Vstupní signál z předzesilovače magnetického přenosky je přes C_1, D_1, C_5, R_6 přiveden do báze T_1 , z jehož kolektoru je přes C_{11} veden na vstup korekčního zesilovače a přes R_{16} na výstup pro nahrávání na magnetofon. Úbytek signálu na diodě je závislý na dynamickém odporu diody. Dynamický odpor diody je určen proudem v propustném směru a tento proud by měl být co největší. Rovněž tak co největší by měl být zatěžovací odpor R_5 , aby zbytečně nebyl zatížen zdroj signálu. Proud rezistorem R_5 vytvoří na katodách diod D_1 až D_4 úbytek napětí, kterým se uzavrou D_2 až D_4 , takže ani náhodný signál z ostatních zdrojů je neotevře. Proud ze zdroje je veden přes přepínač P_i na oddělovací rezistory R_{10} a R_1 (R'_1) a přes D_1 prochází vstupní signál k T_1 . Rezistor R_1 slouží jako oddělovací a na jeho odporu jsou závislé přeslech mezi kanály. Kondenzátor C_6 filtruje spínací napětí a současně spolu s R_{10} zmenšuje rázy vznikající přepínáním přepínače P_i . Kapacita blokovacích kondenzátorů C_6 až C_9 je kompromisem mezi dobou sepnutí a časovou konstantou naběhu spínacího napětí. Napětí na katodách diod je v obr. 21 asi 9,8 V, takže proud diodou je asi 0,07 mA. Proud diodou by měl být minimálně takový, aby dioda pracovala v lineární části charakteristiky diody, neboť jinak se vlivem nelinearity přechodu zvětšuje zkreslení.

Na obr. 22 je zapojení elektronického přepínače se speciálním IO TDA1029 (K174UN12 – SSSR, TDA1029 – RSR). Vstupní signál ze stereofonního dekodéru je přes C_2 přiveden na vstup 1 IO. IO je sestaven ze šesti operačních zesilovačů se ziskem 1, dvou elektronických přepínačů (propojují vstupní zesilovače se dvěma výstupními operačními zesilovači), řídicího obvodu pro ovládání elektronických spínačů, zdroje předpětí a vnitřního napájecího zdroje. IO musí pracovat v rozsahu napájecích napětí 6 až 23 V. Vývody 1 (5) jsou spínány přednostně. Výstupní napětí z tuneru AM je přivedeno přes C_3 na vývod 2 IO. Vstup s výstupem se propojuje, zmenší-li se napětí na vývodu 13 IO pod 2,1 V. Při přehrávání z magnetofonu je vstupní signál přes R_1, C_1 přiveden na vstup 4 IO. Vstup s výstupem bude propojen, bude-li

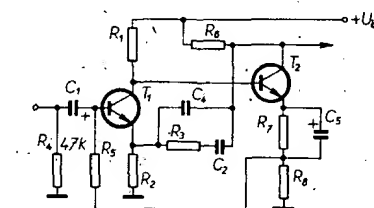
napětí na vývodu 11 menší než 2,1 V. Kondenzátorem C_1 se vstupní vř signál zkratuje na zem, čímž se zlepšuje stabilita na vysokých kmitočtech. Přes C_4 je signál z gramofonu přiveden na vstup 3, který se propojí s výstupem 15 IO, zmenší-li se napětí na vývodu 12 IO pod 2,1 V.

Signál z vývodu 15 IO nebo vývodu 9 IO je veden přes C_6 do korekčního zesilovače a přes C_7, R_6 na výstup pro nahrávání na magnetofon. Z vnitřního zdroje předpětí (vývod 10 IO) je přes R_2 až R_5 přivedeno napětí na jednotlivé vstupy.

Na obr. 23 je zapojení elektronického přepínače vstupů s IO MH2009. Vstupní signál n_f je přiveden na vstupy 1 až 4 a přes C_1 až C_4 na kolektory tranzistorů MOSFET v IO. Po připojení záporného řídicího napětí přes P_i na odpovídající řídicí elektrodu daného MOSFET je signál přiveden do společného emitoru. Kladným napětím na substrátu (vývod 11) se zvětší útlum nepropustného kanálu asi na 90 dB. Ze společného emitoru (vývod 1) je signál přiveden přes C_6 na emitorový sledovač. Tím je zajištěno navázání s malou impedancí na korekční zesilovač.

Pokud budeme používat magnetickou přenosku, je nutné před elektronický přepínač zařadit korekční zesilovač. Zapojení takového předzesilovače s tranzistorem je na obr. 24. Vzhledem k tomu, že jde o stejnosměrně vázaný zesilovač, je nutné splnit tyto podmínky:

1. Vstupním tranzistorem musí procházet minimální proud, aby šum byl co nejmenší a nezhoršoval odstup signálu od rušivých napětí.
2. Napětí U_{E2} musí být větší než $U_{E1} + U_{BE1}$, aby nebyl saturován T_1 a také proto, že napětí U_{BE1} je získáno z děliče R_7, R_8 .



Obr. 24. Zapojení korekčního zesilovače s tranzistory

Napětí U_{E2} omezuje rozkmit výstupního napětí. Při malém U_{E2} a z něho odvozeného napětí U_{E1} se zhoršuje stabilita zapojení, neboť se uplatní vliv okolní teploty i zesilovací činitel tranzistorů. Vzhledem k záporné stejnosměrné vazbě přes R_5 volíme $U_{E1} = 0,4$ V. Pro zesilovač použijeme tranzistory KC239F, jejichž kolektorový proud $I_{C1} = 0,1$ mA a $I_{C2} = 3,5$ mA. Odpor $R_2 = U_{E1} / I_{C1}$ a napětí na bázi T_1 bude: $U_{B1} = U_{E1} + U_{BE1}$. Napětí na kolektoru T_1 by mělo být alespoň 4 V, takže $R_1 = (U_B - U_{C1}) / I_{C1}$. Pro dobrou stabilitu zesilovače musí $I_{B1} R_5 \leq U_{B1}$, abychom vyloučili vliv „stejnosměrného“ zesilovacího činitele B tranzistoru T_1 . Pro $I_{B1} R_5 = 0,2$ V bude:

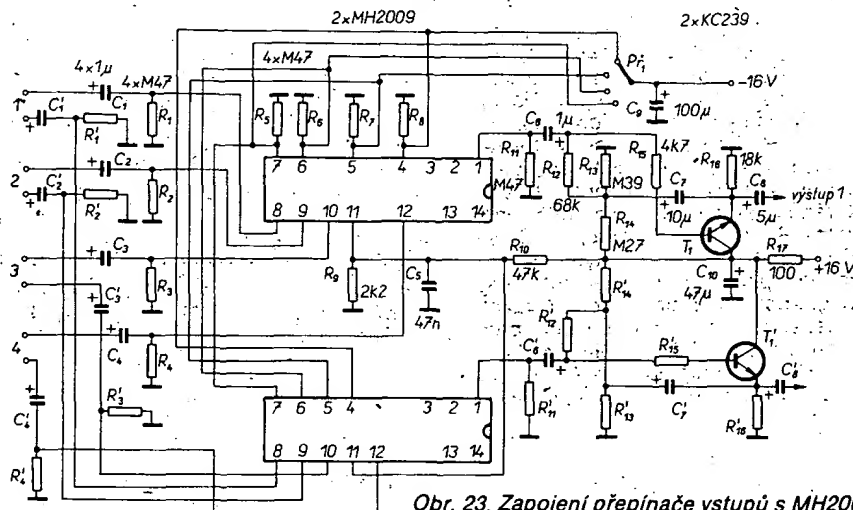
$$I_{C2} R_8 = U_{B1} + I_{B1} R_5, R_8 = (U_{B1} + I_{B1} R_5) : I_{C2},$$

$$R_7 = (U_{C1} - U_{BE2}) : I_{C2} - R_8,$$

$$R_5 = \frac{I_{C2} R_8 - U_{B1}}{I_{C1}} B_{1 \text{ min.}}$$

Pokud je splněna podmínka:

$$B_2 B_1 (R_8 + R_2 \frac{R_7 + R_8}{R_1}) \gg R_5 (1 + B_2 \frac{R_7 + R_8}{R_{11}}) + B_1 R_2$$



Obr. 23. Zapojení přepínače vstupů s MH2009

pak kolektorový proud

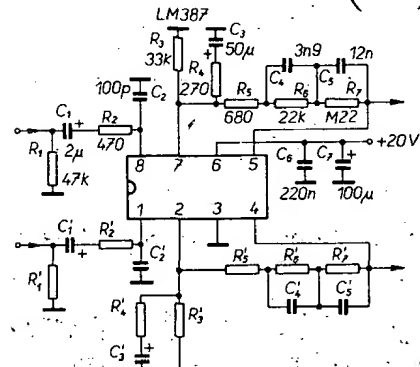
$$I_{C2} = \frac{1}{R_8 + R_2} \cdot \frac{R_7 + R_8}{R_1} \cdot \left[\frac{R_5 + R_2 B_1}{B_1 R_1} (U_B - U_{BE2}) + U_{BE1} \right]$$

Pokud je velký rozdíl mezi vypočítaným a zvoleným I_{C2} , je nutno znovu vypočítat odpory rezistorů R_7, R_8 .

$R_8 = (U_B - U_{CE2} - U_{BE2}) : I_{C2}$, $C_2 = 1/6,28 f_2 R_3$,
 $R_3 = (U_B R_2 - I_{C2} R_2 R_6 - U_{E1} R_2) : 2 U_{E1}$, $C_4 = 1 : 6,28 f_3 R_3$,
 $C_5 = 1 : 6,28 f_4 R_7$, $C_1 = 1 : 6,28 f_5 R_4$, kde f_4 je dolní mezní kmitočet zesilovače, $f_2 = 500 \text{ Hz}$ a $f_3 = 2122 \text{ Hz}$ (vyplývají z charakteristiky RIAA).

Na obr. 25 je zapojení korekčního zesilovače RIAA s IO LM387 (BM387, RSR). Rezistory R_3, R_5, R_6, R_7 je nastaveno předpětí invertujících vstupů.

$$R_3 \approx 2 U_{BE} : I_{Q_{Vst}}, \quad R_5 + R_6 + R_7 = R_3 \left(\frac{U_B}{2,6} - 1 \right)$$



Obr. 25. Zapojení korekčního zesilovače s LM387

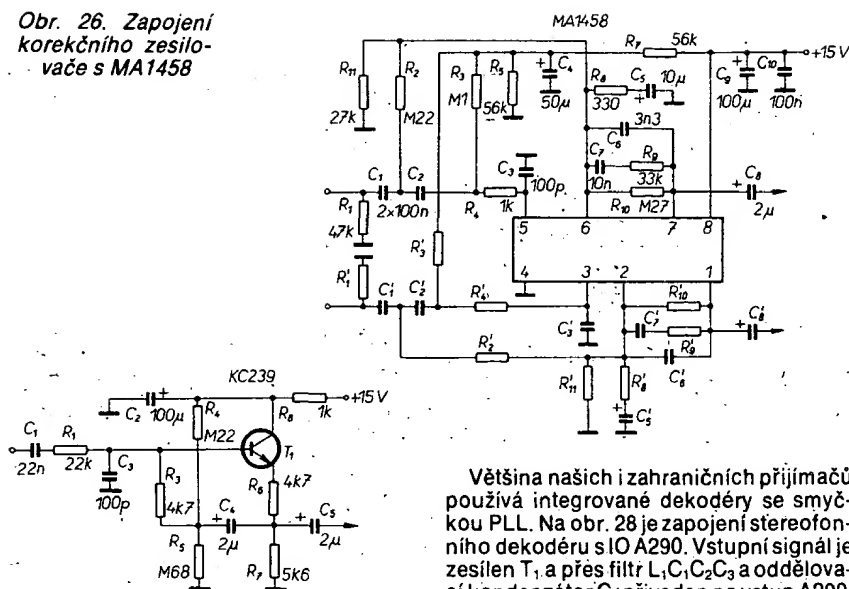
$C_4 = 1 : 6,28 f_1 (R_5 + R_6 + R_7) \text{ pro } f_1 = 50 \text{ Hz}$,
 $R_7 = 1 : 6,28 f_2 C_4 \text{ pro } f_2 = 318 \text{ } \mu\text{s}$ při $f_2 = 500 \text{ Hz}$.

Protože minimální vstupní napětí magnetické přenosky je při citlivosti $1 \text{ mVcm}^{-1} \text{ s}^{-1}$ a při rychlosti 25 cms^{-1} 25 mV , je pro maximální výstupní efektivní napětí 5 V nutné zesílení na kmitočtu 1 kHz 46 dB . Zesílení je dáno poměrem $(R_4 + R_5 + R_6 + R_7) : R_4$, kde $R_4 = (R_5 + R_6 + R_7) : (A_u - 1)$, $R_5 = 10 R_4$, $C_5 = 1 : 6,28 f_3 (R_5 + R_6 + R_7)$, kde $f_3 = 2122 \text{ Hz}$.

Výstup z přenosky je zatížen normovanou impedancí $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$. Signál je přiveden přes $C_1 R_2$ na neinvertující vstup IO. Kondenzátor C_2 zkracuje vysoké kmitočty a zlepšuje stabilitu zesilovače. Z výstupu na vstup je zapojena kmitočtově závislá zpětná vazba přes $C_4 R_6$ pro korekci na vysokých kmitočtech a $C_5 R_7$ pro korekci na nízkých kmitočtech. $R_4 C_3$ nastavuje střídavou zpětnou vazbu. Signál z výstupu je veden do elektronického přepínače signálů.

Na obr. 26 je zapojení korekčního zesilovače RIAA s IO MA1458. Výstup z přenosky je zatížen impedancí R_1 . Signál na vstup zesilovače je veden přes článek $C_1, C_2 R_2 R_3$, který potlačuje signály kmitočtů pod 20 Hz . Vzhledem k nesymetrickému napájení je nutné nastavit na neinvertujícím vstupu poloviční napětí, které je odebráno z děliče $R_5 R_7$ přes oddělovací rezistory R_3, R_4 . Kondenzátorem C_3 se zlepšuje stabilita na vysokých kmitočtech. Vstupním filtrem jsou potlačeny hluky gramofonu. Záporná zpětná vazba je zavedena z výstupu na vstup přes korekční obvod $C_6 C_7 R_9$. Zesílení na kmitočtu 1 kHz je dáno poměrem R_{10}/R_{11} . Na elektronický přepínač je signál veden

Obr. 26. Zapojení korekčního zesilovače s MA1458



Obr. 27. Zapojení oddělovacího stupně pro vstup magnetofonu

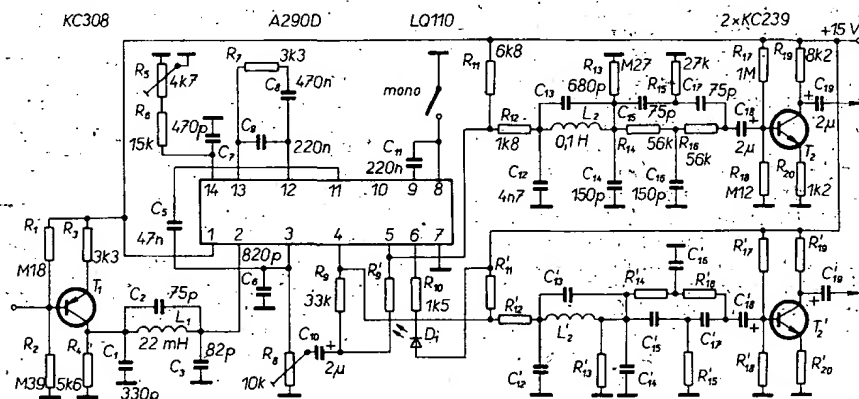
přes C_8, R_5, R_7 musí být shodné s přesností 1% .

Pro připojení magnetofonu při přehrávání slouží emitorový sledovač na obr. 27. Vstupní signál je přes $C_1 R_1$ veden do báze T_1 , C_3 potlačuje vysoké kmitočty a zlepšuje stabilitu zapojení. Děličem $R_4 R_5$ je nastaveno předpětí báze T_1 . Signál je odebrán z děliče $R_6 R_7$ přes C_5 .

Stereofonní dekodér

Ve standardním rozhlasovém stereofonním signálu MPX, který dostaneme po detekci detektorem FM, je obsažena jak součtová složka pravého a levého kanálu (monofonní signál), tak i složka rozdílová (stereofonní informace) ve tvaru signálu DSB-AM s potlačenou pomocnou nosnou 38 kHz a také signál pilotního kmitočtu 19 kHz , který je ve fázi s pomocnou nosnou. Při dekódování signálu MPX musí stereofonní dekodér oddělit signál pilotního kmitočtu ze signálu MPX, regenerovat pomocnou nosnou 38 kHz , demodulovat rozdílovou složku pomocné nosné, oddělit kanály pomocí součtu a rozdílu (maticový princip). Maticový princip oddělování kanálů dovoluje použít princip fázové smyčky (dále PLL).

Poznámka: Sovětské rozhlasové přijímače používají dekodéry pro polaritní systém, které nejsou schopny zpracovat informaci vysílanou v multiplexním provozu.



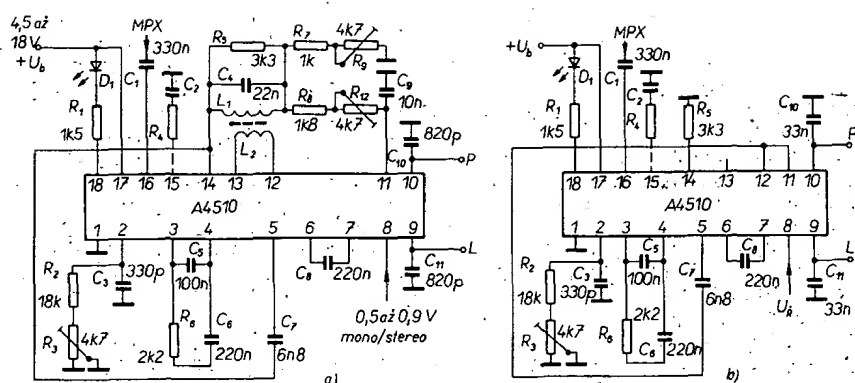
Obr. 28. Zapojení stereofonního dekodéru s A290D

Většina našich i zahraničních přijímačů používá integrované dekodéry se smyčkovou PLL. Na obr. 28 je zapojení stereofonního dekodéru s IO A290D. Vstupní signál je zesílen T_1 a přes filtr $L_1 C_1 C_2 C_3$ a oddělovací kondenzátor C_4 přiveden na vstup A290D. Při stereofonním příjmu vznikají rušivé zvuky jako je cvrlikání a klokotání v důsledku smísení lichých harmonických $114 \pm 15 \text{ kHz}$ se signály sousedních vysílačů s odstupem 100 a 200 kHz od užitečného signálu. Tyto signály 10 a 14 kHz leží ve slyšitelném pásmu. Proto je před dekodérem zařazen filtr $C_1 L_1 C_2 C_3$ nalaďený na maximální potlačení 114 kHz . Tento filtr má lineární fázový průběh a minimální útlum do 53 kHz . Pro výpočet filtru platí:

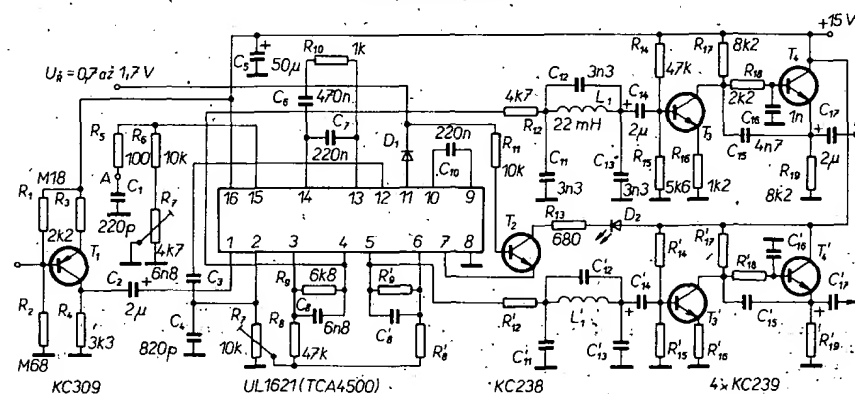
$C_1 = C_3 = 160 \text{ m} / f_0 R$,
 $C_2 = 80 (1 - m^2) : m f_0 R$ a
 $L_1 = 0,32 \text{ mH} / f_0$, kde f_0 je kmitočet, od něhož klesá kmitočtová charakteristika (v našem případě asi 85 kHz), m je poměr kmitočtů, od kterého nastává pokles, ke kmitočtu maximálního útlumu. Pro dosažení dobrých poměrů a konstantní impedance v celém pásmu volíme $m = 0,6$ a $R = R_4$. Z výstupu předzesilovače (vývod 3 IO) je signál veden na vstup fázového komparátoru přes C_5 . Kondenzátorem C_6 se potlačují vyšší kmitočty a tak se zlepšuje stabilita zapojení. Na výstupu fázového komparátoru je zařazena dolní propust $C_8 C_9 R_7$, z níž je přes ss zesilovač řízen vnitřní VCO, jehož kmitočet je určen $C_7 R_5 R_6$. Na vývod 11 IO je připojen také druhý fázový komparátor s dolní propustí s vnějším kondenzátorem C_{11} , který řídí klopný obvod, na jehož jeden výstup je připojena přes R_{10} indikační svítivá dioda. Na druhém výstupu klopného obvodu je přepínač mono-stereo, kterým je ovládan dekodovací obvod v IO. Na výstupu 4 IO je levý kanál a na výstupu 5 IO pravý kanál. Část výstupního napětí je přes R_9 (R_9) zavedena na výstup předzesilovače přes C_{10} a R_8 . Základní přeslech mezi kanály

Velmi podobnou strukturu jako IO A290D má i stereoфонní dekodér A4510D z NDR. Tento obvod je určen především pro přenosné přijímače. Od obvodu A290D se liší hlavně možností vř. deemfázé a : plynuce řiditelným přechodem mezi „mono“ a „stereo“. Deemfáz L-P probíhá ještě před demodulací. Vstupní signál MPX může být fázově kompenzován obvodem RC na vývodu 15 IO. Při kmitočtovém multiplexním provozu se oddělují signály (L-P a L+P) obvodem RC a zatlučeným laděným obvodem, zapojeným mezi vývody 11 a 14, při časovém multiplexním provozu se signály nerozdělují. Signál L-P může být zeslabován řídícím napětím 0,5 až 0,9 V, privádném na vývodu 8. Při malém napájecím napětí (méně než 5 V) je signál L-P automaticky potlačen. Při kmitočtovém multiplexním provozu se z rozdílového a součtového signálu získávají signály 2P nebo 2L. Při časovém, multiplexním provozu je na výstupy nř nutné připojit kondenzátory pro deemfázi. Vnitřní oscilátor je synchronizován signálem pilotního kmitočtu privádném na vývod 5 přes detektor fáze. Pilotním signálem je přes detektor pilotního signálu řízen spínač „stereo“. Na jeho výstup je připojena dioda D₁ k indikaci přítomnosti pilotního signálu, která se rozsvěcí při úrovni pilotního signálu 10 mV. Odpojíme-li indikátor „stereo“ od napájecího napětí, oscilátor VCO přestane kmitat a obvodem řízení „mono-stereo“ se potlačí signál L-P, čímž se zmenší odběr proudu ze zdroje. Není-li na vývod 8 připojeno řídící napětí, můžeme na tomto vývodu řídit kmitočet oscilátoru VCO (228 kHz). Zapojení pro kmitočtový multiplexní provoz je na obr. 29a a pro časový multiplexní provoz na obr. 29b.

Intermodulační signály, které vznikají smísením lichých harmonických pomocné nosné 38 kHz, vedly výrobce IO k tomu, že zvýšil kmitočet vnitřního oscilátoru na 228 kHz. Prvním představitel této nové generace stereofoňních dekodérů je IO TCA4500A, fy Motorola, který pod označením UL1621N vyrábí i PLR. Kmitočet 228 kHz je pro získání kmitočtů 38 a 19 kHz dělen dělicím 1 : 6 a dále 1 : 2. Na obr. 30 je zapojení dekodéru stereofoňního signálu s IO UL1621A s pomocnými obvody. Vstupní signál je nejdříve zesílen v T_1 a z jeho kolektoru přichází přes C_2 na vstup IO. Z výstupu předzesilovače (vývod 2 IO) je signál veden přes C_3 na vstup detektoru fáze, detektoru pilotního signálu a dekodéru MPX. Na výstup předzesilovače je zaveden přes R_8 , R_9 a R_7 část výstupního napětí, kterou lze kompenzovat dodatečně přeslechy. Kondenzátorem C_4 jsou odfiltrovány vř signály a tak zlepšena stabilita zapojení. Mezi výstupy zesilovačů za dekodérem (vývody



Obr. 29: Stereofonní dekodér s A4510D; a) kmitočtový multiplexní provoz, b) časový multiplexní provoz



Obr. 30. Zapojení stereofonního dekodéru s UL1621N (TCA4500)

3, 4, 5, 6 IO) jsou zapojeny pracovní rezistory R_9, R'_9 , které spolu s C_8, C_9 tvoří obvod deemfáze. Z výstupu (vývody 4, 5 IO) je dekodovaný signál veden přes R_{12} na filtr $L, C_{11}, C_{12}, C_{13}$, který potlačuje signál 19 kHz, a dále přes C_{14} na aktivní filtr $T_3, C_4, C_{15}, C_{16}, R_{18}$. Z emitoru T_4 jde signál přes C_{17} na přepínač vstupů. Na detektor pilotního signálu je připojena dolní propust S_{10} a Schmittův klopný obvod se stereofonním spínačem, na jehož výstup (vývod 7 IO) je připojen T_2 , kterým je spínána svítivá dioda D_2 , indukující pilotní signál. Napětím přivedeným na vývod 11 IO je možné v závislosti na síle signálu řídit přeslechy mezi kanály. Na výstupu detektoru fáze je připojena dolní propust C_5, C_7, R_{10} a za ní ss zesilovač, který řídí oscilátor VCO, jehož kmitočet 228 kHz je nastaven obvodem R_5, R_6, R_7, C_1 . Trimrem R_7 se nastavují základní přeslechy mezi kanály.

Zisk dekoderu můžeme měnit v rozmezí 0 až 6 dB a to změnou $R_9R'_9$. Zároveň musíme měnit i C_8C_9 . Požadujeme-li zisk 0 dB, pak $R_9 = R'_9 = 5,1 \text{ k}\Omega$ a $C_8 = C_9 = 10 \text{ nF}$. Rezistory $R_8R'_8$ jsou použity ke korekci výstupního klidového napětí. Pro zisk 3 dB bude $R_9 = R'_9 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_8 = R'_8 = 47 \text{ k}\Omega$ a $C_8 = C_9 = 6,8 \text{ nF}$, pro zisk 6 dB je $R_9 = R'_9 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_8 = R'_8 = 27 \text{ k}\Omega$ a $C_8 = C_9 = 4,7 \text{ nF}$.

V bodu A je možné kontrolovat signál o kmitočtu 228 kHz čítačem, pripojeným přes kondenzátor s kapacitou menší než 300 pF. Ze „stereo“ na „mono“ se dekodér přepne po uzemnění vývodu 9 IO, čímž se vyřadí z činnosti VCO. Pro použití v autopřijímačích (malá úroveň pilotního signálu) je nutno dekodér upravit: $R_6 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 330 \Omega$, $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 150 \text{ pF}$, $C_6 = 330 \text{ nF}$, $C_7 = 150 \text{ nF}$.

Mezifrekvenční zesilovač pro FM

V současných přijímačích třídy hi-fi jsou
míř zesilovače pro FM osazovány integro-

vanými obvody. Tyto IO je možné rozdělit do tří skupin podle počtu doplňkových funkcí:

- zesilovače bez doplňkových funkcí – TBA120 (=A220D), A223D, A224D;
- zesilovače se šumovou bránou, S-metrem, indikátorem rozladění a obvodem ADK-CA3089, UL1200N (PLR), μ A3089 (MLR), TDA4100, A4100 (NDR);
- mf zesilovače se šumovou bránou, S-metrem, indikátorem rozladění a vypínačem ADK-CA3189, BA3189 (RSR), TDA1576, TDA1047, A225D (NDR).

U mf zesilovačů pro FM jsou v současné době požadovány doplňkové funkce, jako je vývod pro měření citlivosti (S-metr), výstup ADK, vypínání ADK, šumová brána apod. Proto jsou v moderních kvalitních přijímačích používány obvody jako je CA3189, TDA1047, TDA1576, TDA4100 apod.

Před omezovačem a detektorem FM s IO bývá zařazen obvykle jedno nebo dvoutranzistorový předzesilovač s keramickým filtrem soustředěné selektivity. Při návrhu filtru soustředěné selektivity je nutné znát šířku propouštěného pásma. Rozborem, který je uveden dále, lze dokázat, že mezi potřebnou šířkou pásma pro monofonní a stereofonní provoz není podstatného rozdílu a že je pro zkreslení 1 % ní výstupního signálu rovna 210 kHz.

Základní vlastnosti kmitočtové modula- vaného signálu

Při kmitočtové modulaci se tvar signálu přenáší okamžitou změnou kmitočtu přenášených kmitů, kdežto amplituda kmitů zůstává konstantní. Při modulaci sinusovým signálem má kmitočtové modulovaný signál tvar:

$$u(t) = U_0 \sin^2(\omega_0 t + m \sin \omega_1 t) \quad (1),$$

kde U_0 je amplituda nosné vlny,

 ω_0 kmitočet nosné vlny, ω_1 kmitočet modulační vlny,

m modulační index ($m = \Delta f/f_1$),
 Δf kmitočtový zdvih.

Signál určený výrazem (1) může být vyjádřen ve tvaru:

$$u(t) = U_0 [J_0(m) \sin \omega_0 t + J_1(m) [\sin(\omega_0 + \omega_1)t - \sin(\omega_0 - \omega_1)t] + J_2(m) [\sin(\omega_0 + 2\omega_1)t + \sin(\omega_0 - 2\omega_1)t] + \dots + J_n(m) [\sin(\omega_0 + n\omega_1)t + (-1)^n \sin(\omega_0 - n\omega_1)t]] \quad (2)$$

kde $J_n(m)$ je Besselova funkce prvního druhu n tého řádu s argumentem m . Kmitočty obsažené ve výrazu (2) jsou:

$$\omega_0; \omega_0 \pm \omega_1; \omega_0 \pm 2\omega_1; \dots$$

První složka ve výrazu (2) je obdobná nosnému kmitočtu amplitudově modulovaných kmitů s tím rozdílem, že amplituda závisí na velikosti modulačního indexu. Druhá dvojice kmitů odpovídá postranním signálům, získaným při amplitudové modulaci, avšak liší se od nich tím, že:

1. Amplitudy těchto složek se mění přímo úměrně s modulačním napětím jen tehdy, je-li modulační index malý. Ostatními složkami jsou postranní pásma vyšších řádů, která nejsou přítomna v amplitudově modulovaných signálech. Tyto složky způsobují při dostatečné velikosti amplitudy rozšíření potřebného kmitočtového pásma pro přenos signálů ve srovnání s amplitudovou modulací.

Amplitudy jednotlivých kmitočtových složek závisí na velikosti modulačního indexu m a mohou být určeny z tabulek Besselových funkcí. Je-li modulační index menší než 0,5, jsou postranní kmitočty druhého a vyššího řádu poměrně malé a kmitočtové pásmo potřebné k přenosu kmitočtové modulovaného signálu bude stejné jako u amplitudové modulace. Je-li modulační index větší než 1, budou amplitudy kmitočtových složek značné a kmitočtové pásmo se jejich vlivem rozšiřuje. Vzdálenosti mezi kmitočty postranních složek se rovnají modulačnímu kmitočtu.

Nemění-li se modulační kmitočet sinusově, ale podle nějaké složitější křivky, dostáváme složité kmitočtové spektrum. Při dvou modulačních kmitočtech se sinusovým průběhem a modulačními indexy m_1 a m_2 budou v modulovaných kmitotech kmitočtové složky uvedené v tab. 5. Obecně můžeme vzniklé složky napsat ve tvaru:

$$\omega_0 \pm p\omega_1 \pm r\omega_2 \quad (3)$$

a příslušné amplitudy těchto složek, vzhledem k nemodulované nosné vlně, budou:

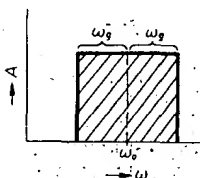
$$U_{p,r} = J_p(m_1) \cdot J_r(m_2)$$

kde $p, r = 0, 1, 2, 3, \dots$. Jak je zřejmé z tab. 5, vzniknou kromě signálů základních kmitočtů vlivem každého jednotlivého modulačního napětí i všechny možné signály kombinačních kmitočtů s amplitudami úměrnými součinům Besselových funkcí, jejichž řád je roven řádu kombinačních kmitočtů. Ačkoli modulace složitým akustickým signálem zvětšuje počet kmitočtových složek v kmitočtové modulované vlně, nerozšiřuje

je přesto kmitočtové pásmo, zaujímané základní energií vlny. Při rozložení modulace mezi několik modulačních kmitočtů a za předpokladu, že maximální kmitočtový zdvih je konstantní, má energie vlny snahu se soustředit v užším pásmu než při prosté modulaci se stejným kmitočtovým zdvihem. Potřebné kmitočtové pásmo se pak přibližně rovná dvojnásobku maximálního kmitočtového zdvihu nebo dvojnásobku modulačního kmitočtu, podle toho, který je z nich větší.

Určení potřebné šířky pásma při monofonním a stereofonním provozu

S ohledem na selektivitu a citlivost přijímače je nutno omezit přenos kmitočtové modulovaného spektra v mřížce zesilovače na nejdůležitější postranní pásma kolem středního kmitočtu f_0 . Tímto omezením ovšem vzniká nelineární zkreslení. Pokud útlumová kmitočtová charakteristika mřížce zesilovače bude symetrická kolem středního kmitočtu f_0 , potom nelineární zkreslení bude převážně kubického charakteru. Předpokládejme, že při modulaci sinusovým signálem projdou bez útlumu všechny složky kmitočtového spektra až do n tého řádu a vyšší složky budou potlačeny. To znamená, že ideální útlumová charakteristika mřížce zesilovače bude mít pravouhlý tvar se středním kmitočtem ω_0 a mezními kmitočty $\omega_0 \pm \omega_g$, kde $\omega_g = n\omega_1$ (obr. 31).

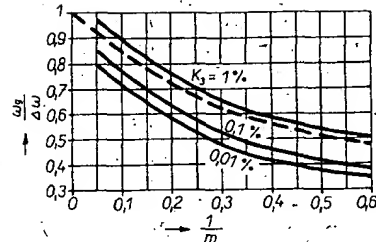


Obr. 31. Kmitočtová útlumová charakteristika ideálního mřížce zesilovače

Pro činitel zkreslení lze početně odvodit vztah:

$$k_3 = \frac{6}{m} J_{n-2} J_{n+1} + J_{n-1} J_{n+2} + J_n J_{n+3} \quad (4)$$

Řešením této rovnice pro $f_1 = 15$ kHz, $f = 75$ kHz, $m = 5$ obdržíme pro zkreslení menší než 1 % požadavek, aby útlumová charakteristika mřížce zesilovače zaručila průchod kmitočtových složek až do sedmého řádu bez útlumu. To znamená, že celková šířka pásma B musí být $2 \cdot 7,15 = 210$ kHz. V tab. 6 jsou poměrné amplitudy, vzhledem k nemodulované nosné vlně, pro $m = 5$. Z tabulky je patrné, že pro zkreslení menší než 1 % můžeme zanedbat ty složky, jejichž amplituda je menší než 2 %, tj. složky počínaje osmým párem. Na obr. 32 je uvedeno řešení rovnice (4) v závislosti na modulačním



Obr. 32. Závislost zkreslení na modulačním indexu a poměru ω/ω_0

Tab. 6. Poměrné amplitudy spektrálních složek

Spektrální složky	Amplituda
Nosná	0,1776
První	0,3276
Druhý	0,0466
Třetí	0,3648
Čtvrtý	0,3912
Pátý	0,2611
Šestý	0,1310
Sedmý	0,0534
Osmý	0,0184

indexu m a poměru $\Delta\omega/\omega_0$. Čárkovaná křivka odpovídá známému vztahu pro nutnou šířku pásma

$$\omega_g = \Delta\omega + 2\omega_1 \quad (5)$$

nebo v běžnějším tvaru

$$B = 2(\Delta f + 2f_{\max}) \quad (6)$$

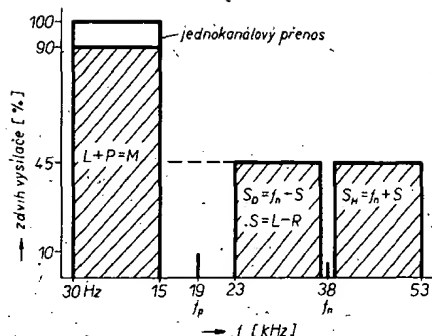
Pro $f_{\max} = 15$ kHz a $\Delta f = 75$ kHz bude $B = 210$ kHz. Z rovnice (6) tedy vyplývá, že pro kvalitní přenos ($K_3 < 1\%$) je potřebná šířka pásma mřížce zesilovače při monofonním provozu 210 kHz.

Před stanovením potřebné šířky pásma při stereofonním provozu si všimneme základních vlastností vysokofrekvenčního stereofonního přenosu:

1. Hlavní modulační kmitočet tvoří součet levého a pravého kanálu stereofonního signálu (tzv. kanál M).
2. Pilotní signál 19 kHz se stabilitou ± 2 Hz moduluje nosnou vlnu na 8 až 10 % plného kmitočtového zdvihu.
3. Pomocná nosná vlna má kmitočet druhé harmonické kmitočtu pilotního signálu a je s ním ve fázi.
4. Pomocná nosná vlna je modulována amplitudově a její kmitočet 38 kHz musí být za modulátorem potlačen tak, aby nemoduloval hlavní nosnou vlnu více než na 1 % celkového kmitočtového zdvihu.
5. Modulační kmitočet pro pomocnou nosnou vlnu je rozdílový signál pravého a levého akustického kanálu (tzv. kanál S) se šířkou přenášeného kmitočtového pásma 30 Hz až 15 kHz. Použité obvody preemfáze mají časovou konstantu 50 μ s. Součtový signál má stejný kmitočtový rozsah a stejnou časovou konstantu preemfáze jako signál rozdílový.
6. Obě postranní pásma pomocné nosné vlny mohou modulovat hlavní nosnou vlnu na 45 % celkového kmitočtového zdvihu, je-li nf modulace jen v jednom kanálu. Celkový kmitočtový zdvih vysílače od součtové a rozdílové složky může být maximálně 90 %.
7. Amplitudová charakteristika hlavního kanálu musí souhlasit s pomocným kanálem (kanálem S) včetně preemfáze

Tab. 5. Kmitočtové složky kmitočtové modulovaného signálu

Druh složky	Kmitočet	Poměrná amplituda
Nosná vlna	ω_0	$J_0(m_1) \cdot J_0(m_2)$
Jednoduché postranní signály, jejichž kmitočet je tvořen násobky modulačního kmitočtu ω_1	$\omega_0 \pm \omega_1$ $\omega_0 \pm 2\omega_1$	$J_1(m_1) \cdot J_0(m_2)$ $J_2(m_1) \cdot J_0(m_2)$
Jednoduché postranní signály, jejichž kmitočet $\omega_0 - \omega_2$ je tvořen násobky modulačního kmitočtu ω_2	$\omega_0 \pm \omega_2$ $\omega_0 \pm 2\omega_2$	$J_0(m_1) \cdot J_1(m_2)$ $J_0(m_1) \cdot J_2(m_2)$
Kombinační kmitočty	$\omega_0 \pm \omega_1 \pm \omega_2$ $\omega_0 - \omega_1 \pm \omega_2$ $\omega_0 + \omega_1 \pm \omega_2$ $\omega_0 - \omega_1 \pm \omega_2$ $\omega_0 + \omega_1 \pm \omega_2$ $\omega_0 - 2\omega_1 \pm \omega_2$	$J_1(m_1) \cdot J_1(m_2)$ $J_1(m_1) \cdot J_1(m_2)$ $J_1(m_1) \cdot J_2(m_2)$ $J_1(m_1) \cdot J_2(m_2)$ $J_2(m_1) \cdot J_1(m_2)$ $J_2(m_1) \cdot J_1(m_2)$



Obr. 33. Kmitočtové spektrum multiplexního signálu

na $\pm 0,3$ dB. Fázová odchylka smí být maximálně $\pm 3^\circ$. Při dodržení těchto parametrů se považuje 29,7 dB za minimální úroveň přeslechů v celém přenášeném pásmu od 30 Hz do 15 kHz.

8. Požadavky na zkreslení jsou stejné jak pro kanál M, tak i S. Zkreslení celého řetězce od studia po vysílání nesmí přesáhnout 3,5 % v pásmu 50 až 100 Hz, 2,5 % mezi 100 Hz až 7,5 kHz a 3 % v rozsahu 7,5 až 15 kHz.

Kmitočtové spektrum multiplexního signálu je na obr. 33, na vodorovné ose je modulační kmitočet a na svislé kmitočtový zdvih vysílače. Zdvihy signálů M, S_0 a S_H na tomto obrázku je třeba chápat tak, že jsou to maximální zdvihy, kterých může být dosaženo, nikdy však současně, aby nebyl přebuzen vysíláč. Zdvihy se doplňují vždy tak, že jejich součet spolu s pilotním signálem může být maximálně 100 %. Pro vysvětlení zdvihových poměrů si uvedeme charakteristické případy:

- a) Maximální signál je přenášen jen v kanálu L, tedy $P=0$. Je to extrémní případ u stereofonie, kdy se akustický zdroj nachází v nejkrajnějších polohách. Z rovnice $M=L+P$ vyplývá, že monofonní signál M bude dosahovat poloviny svého největšího zdvihu, tj. 45 %. Obě postranní pásma budou způsobovat rovněž zdvih 45 % (každé 22,5 %). Zcela stejná situace nastane při maximální modulaci jen v kanále P.
- b) Ve druhém případě budeme uvažovat, že přenášíme signál odpovídající středu akustické scény, kdy $L=P$, pak signál M bude způsobovat zdvih až 90 %, kdežto obě postranní pásma zmizí, neboť $S=0$.
- c) Nakonec si všimněme extrémního případu, kdy v obou kanálech bude signál shodný, ale bude mít opačnou polaritu, tedy $L=-P$. Pak signál $M=0$ a obě postranní pásma S_0 a S_H budou modulovat vysíláč až na 90 % zdvihu. Vzhledem k tomu, že je přítomen jen signál S a přenos se uskuteční jen dvěma postranními pásmy, je tento případ důležitý při měření kanálu S a při zjišťování rušení z kanálu S do kanálu M. Při skutečném stereofonním provozu nemůže tento případ nastat, vzhledem k tomu, že nepřítomnost kanálu M je v rozporu se sloučitelností, neboť na monofonním přijímači by nebyl zajištěn příjem.

Z předchozího můžeme tedy odvodit potřebnou šířku v kanálu pro stereofonní provoz. V literatuře se setkáváme s požadavkem od 150 do 350 kHz. Pro dobrý stereofonní přenos s přeslechem 30 dB je potřebná šířka pásma $B=200$ kHz. Dosažitelné přeslechy nejsou ovšem jediným parametrem, který by určoval potřebnou šířku pásma, neboť přeslech je možné

Tab. 7. Poměrná amplituda pro modulační index a zdvih

f	Zdvih [%]	Zdvih [kHz]	Modulační index	$J_0(m)$	$J_1(m)$	$J_2(m)$	$J_3(m)$
f_1	45	34	$m_1 = 2,27$	0,172	0,545	0,400	0,170
f_2	22,5	17	$m_2 = 0,74$	0,868	0,345	0,070	0,009
f_3	22,5	17	$m_3 = 0,32$	0,975	0,158	0,012	0,001

kompensovat v obvodu stereofonního dekodéru. Naopak zkreslení vzniklé v mf zesilovači již nelze vykompenzovat. Proto stejně jako při monofonním přenosu je i při stereofonním přenosu šířka pásma závislá na požadovaném zkreslení.

Při dalších výpočtech budeme uvažovat extrémní případ, kdy se akustický zdroj nachází v nejkrajnější poloze, takže maximální modulace bude pouze v jednom kanálu, např. v levém. Mf modulační kmitočet budeme uvažovat maximální, $f_1 = 15$ kHz. V kanálu M bude tedy obsažen signál o kmitočtu $f_1 = 15$ kHz a v kanále S signály o kmitočtech $f_2 = 23$ kHz a $f_3 = 53$ kHz. Příslušné modulační kmitočty a zdvihy (pro $\Delta f = 75$ kHz) jsou v tab. 7.

Na rozdíl od monofonního přenosu, kde je pouze jeden modulační kmitočet, je při stereofonním přenosu nutno vzít do úvahy tři modulační kmitočty, f_1, f_2, f_3 (pro zjednodušení zanedbáme přítomnost signálu pilotního kmitočtu). Při kmitočtové modulaci třemi kmitočty vzniká složité kmitočtové spektrum a vzniklé složky můžeme psát ve tvaru:

$$6,28(f_0 \pm pf_1 \pm rf_2 \pm sf_3) \quad (7),$$

kde $p, r, s = 0, 1, 2, 3, \dots$ a f_0 je nosná vlna. Příslušné amplitudy složek ve vztahu k nemodulované nosné vlně budou:

$$U_{p,r,s} = J_p(m_1) \cdot J_r(m_2) \cdot J_s(m_3) \quad (8)$$

Stejně jako při monofonním provozu budeme uvažovat, že pro kvalitní přenos postačí složky, jejichž amplituda je větší než 2 %. Rozborem vztahů (7) a (8) zjistíme, že rozhodující složka, kterou ještě musíme brát do úvahy, je ve tvaru:

$$2f_1 + f_2 + f_3 = 2 \cdot 15 + 23 + 53 = 106 \text{ kHz}$$

která má amplitudu:

$$J_2(2,27) \cdot J_1(0,74) \cdot J_1(0,32) = 0,4 \cdot 0,35 \cdot 0,16 = 0,0224 = 2,24 \%$$

Mezní kmitočty určující potřebnou šířku pásma jsou: $f_0 = f_0 \pm 106$ kHz a celková potřebná šířka pásma B bude tedy $B = 2 \cdot 106 \text{ kHz} = 212 \text{ kHz}$.

Při porovnání obdrženého výsledku s požadovanou šířkou pásma pro monofonní provoz můžeme být na první pohled překvapeni. V obou případech, a to jak při monofonním, tak i stereofonním přenosu, je potřebná šířka pásma stejná (210 kHz a 212 kHz). Tento výsledek je však logickým důsledkem toho, že při monofonním provozu jsme uvažovali pouze jeden modulační kmitočet, kdežto při stereofonním provozu musíme uvažovat tři modulační kmitočty. Jak již bylo uvedeno, při modulaci několika kmitočty má energie snahu se soustředit v užším pásmu, než při modulaci jedním kmitočtem při daném konstantním zdvihu, proto se pouze zvětší počet kmitočtových složek ve spektru; avšak potřebná šířka pásma zůstává přibližně stejná.

Zatím jsme neuvažovali pro zjednodušení přítomnost pilotního signálu. Podrobným rozborem bychom došli však k tomu, že potřebná šířka pásma i tak je 212 kHz. Dalším zjednodušením byl předpoklad ideální pásmové propusti s pravouhlou útlumovou charakteristikou. Dá se snadno dokázat, že i zesilovač s klasickými pásmovými propustmi má potřeb-

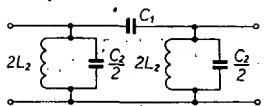
nou šířku pásma $B_{3 \text{ dB}} = 210 \text{ kHz}$. Z toho vyplývá, že bez újmy na přesnosti můžeme uvažovat šířku reálné pásmové propusti $B_{3 \text{ dB}}$ rovnou šířce pásma ideální pásmové propusti, tzn., že $B_{3 \text{ dB}} = 2\omega_0$.

Na závěr tohoto rozboru je nutno podotknout, že jsme brali v úvahu pouze zkreslení, které vzniká odříznutím postranních složek vlivem šířky pásma mf zesilovače. Zkreslení může ovšem vzniknout i nevhodným skupinovým zpožděním mf zesilovače. K omezení tohoto zkreslení na přijatelnou míru smí být maximální změna skupinového zpoždění 2 μs . Proto při návrhu mf zesilovače je nutné dodržet nejen potřebnou šířku pásma, ale i konstantní průběh skupinového zpoždění.

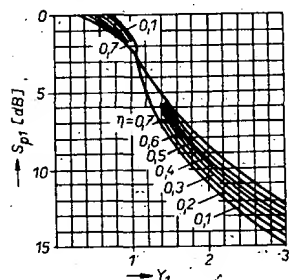
Dříve než se budeme zabývat konkrétními zapojeními, všimneme si ještě obvodu detektoru. V praxi, aby se vyloučil vliv obvodu detektoru, který by mohl zhoršovat stabilitu celého mf zesilovače, je nutné, aby tento obvod měl co nejširší přenášené pásmo. Šířku pásma detekčního obvodu volíme od 0,5 MHz do 1 MHz. Použijeme-li cívku, která má velkou jakost Q_0 , je nutné k rezonančnímu obvodu připojit paralelní rezistor. Šířka pásma detekčního obvodu je $B = f_{m1} \cdot Q_0$, kde Q_0 je provozní činitel jakosti daného obvodu. Jeho impedance $Z_1 = Q_0 \cdot 6,28f_{m1}L$. Při velkém Q_0 by se zužovala šířka pásma a proto je nutné připojit paralelní odpor. Jakost nezátíženého obvodu je Q_0 a impedance při zatížení $Z_2 = 6,28f_{m1}LQ_0$ a paralelní odpor bude: $R_p = Z_1Z_2 / (Z_2 - Z_1)$. Z toho vyplývá, že před osazením detekčního obvodu je výhodné změřit Q_0 detekční cívky a pak pro zadanou šířku pásma vypočítat odpor paralelního rezistoru R_p . Podobně postupujeme i při návrhu ostatních laděných obvodů. Vždy je nutné uvažovat i výstupní a vstupní impedanci aktivních prvků, která je k danému obvodu vždy paralelně a tak zmenšuje jakost obvodu.

Jak již bylo řečeno, v mf zesilovači se snažíme dosáhnout pravouhlé přenosové charakteristiky. V praxi lze toho dosáhnout použitím filtru soustředěné selektivity. Filtr soustředěné selektivity je možné realizovat s cívkami, s keramickými nebo krystalovými filtry. Použijeme-li keramické filtry nebo filtry krystalové, které tvoří jeden celek, pak je nutné je správně přizpůsobit nejen k výstupnímu obvodu, z něhož je filtr buzen, ale i ke vstupnímu obvodu následujícího stupně. Jinak bude přenosová charakteristika zvlněna, což vede ke zhoršení skupinového zpoždění a ke zkreslení signálu. Zvlnění filtru může mít vliv i na stabilitu zesilovače. Tak např. keramický filtr SFE10,7MA má výstupní a vstupní impedanci 330 Ω , takže je nutné, aby výstupní impedance předchozího stupně byla 330 Ω a vstupní impedance následujícího stupně také 330 Ω .

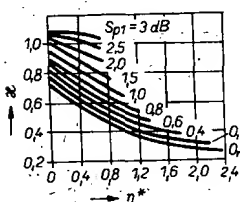
Nebudeme-li mít k dispozici keramické nebo krystalové filtry, můžeme použít cívkový filtr soustředěné selektivity. Filtry soustředěné selektivity zapojujeme co nejlépe vstupnímu signálu. Někdy je výhodné filtr rozdělit na dvě části, neboť jeho útlum může zhoršovat poměr signálu k to tehdy, má-li filtr velký útlum v propustném pásmu. Pro návrh filtru soustředěné selektivity musíme znát:



Obr. 34. Základní obvod filtru typu IIIa



Obr. 35. Zobecněné charakteristiky filtru soustředěné selektivity



Obr. 36. Graf pro určení koeficientu x

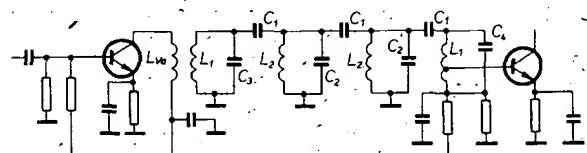
- mezifrekvenční kmitočet f_{mf} ,
- šířku propouštěného pásma B ,
- rozladění Δf_s odpovídající sousednímu kanálu,
- zeslabení S_s signálu sousedního kanálu,
- zeslabení S_p signálu na krajích propouštěného pásma,
- parametry budice filtru – výstupní vodivost g_{22} , výstupní kapacitu C_{22} a strmost Y_{21} ,
- parametry následujícího zesilovače – vstupní vodivost g_{11} , vstupní kapacitu C_{11} .

Nejčastěji se používají v přijímačích filtru typu IIIa, sestavené z paralelních rezonančních obvodů podle obr. 34. Z teorie filtrů jsou převzaty kmitočty f_1, f_2 , na nichž nastává pokles. Pro filtry IIIa je horní kmitočet f_2 roven rezonančnímu kmitočtu obvodu $2L_2 \cdot 0,5C_2$. Když k tomuto obvodu připojíme paralelní kapacitu $2C_{11}$, pak obvod bude kmitat na dolním kmitočtu f_1 . Při dané impedanci filtru Z_0 jsou všechny prvky filtru dány kmitočty f_1 a f_2 :

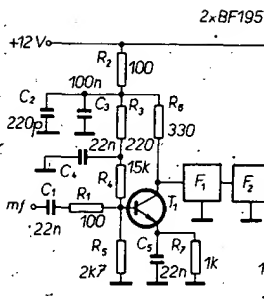
$$L_2/Z_0 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_2}, \quad C_2 Z_0 = \frac{f_1}{\pi f_2(f_2 - f_1)},$$

$$C_2 Z_0 = \frac{f_1 + f_2}{4\pi f_1 f_2}$$

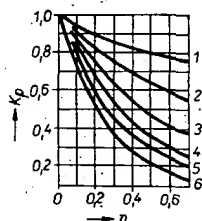
Z toho vyplývá, že výpočet filtru soustředěné selektivity spočívá v určení kmitočtů f_1, f_2 a počtu základních obvodů a to tak, aby filtr splňoval zadané požadavky. Pro výpočet filtru je možné použít zobecněné charakteristiky na obr. 35. Na vodorovné ose je vyneseno poměrné rozladění $y_1 = 2\Delta f / (f_2 - f_1)$, odpovídající absolutnímu rozladění Δf a na svislé ose je zeslabení S_{p1} , způsobené jedním obvodem. Křivky jsou sestaveny pro různé $\eta = 2\pi f_{mf} \Delta f / (f_2 - f_1)$, kde d je celkový útlum obvodů filtru soustředěné selektivity.



Obr. 37. Základní zapojení zesilovače s filtrem soustředěné selektivity



Obr. 39. Mf zesilovač FM s UL1200N



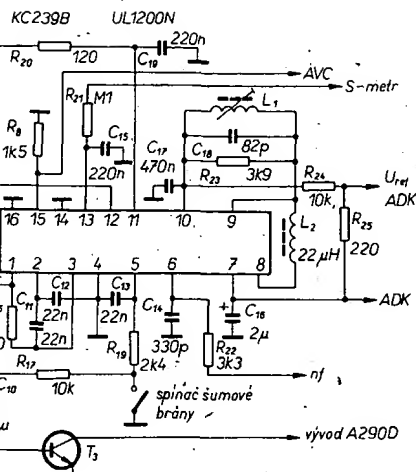
Obr. 38. Graf pro stanovení činitele přenosu filtru soustředěné selektivity

Postup při výpočtu je následující:

- Uurčíme veličinu $\eta^* = 2f_{mf}d/B$, zvolíme $d = 0,0025$ až $0,005$.
- Uurčíme počet n obvodů. Na počátku stanovíme, že $n = 4$.
- Uurčíme útlum na krajích pásma B , daný jedním obvodem $S_{p1} = S_p/n$, a najdeme na obr. 36 parametr x , z něho určíme rozdíl $\Delta f = f_2 - f_1 = B/x$. Vypočítáme y_1 a parametr $\eta = x\eta^*$. Ze zobecněných rezonančních křivek najdeme útlum S_{s1} sousedního kanálu, který je způsoben jedním obvodem. Dále vypočítáme útlum filtru na kmitočtu sousedního kanálu $S_s = nS_{s1} - \Delta S$, kde ΔS je zmenšený útlum, vznikající vlivem nepříznivého působení filtru ke zdroji signálu a zátěži (je v mezích 3 až 6 dB). Porovnáme vypočítanou S_s se zadanou S_{sz} . Pokud $S_s = S_{sz}$, má filtr požadovanou selektivitu a $n, \Delta f$ jsou konečné hodnoty pro výpočet součástek filtru a činitele přenosu. Pokud $S_{sz} > S_s$, filtr má nedostatečnou selektivitu pro sousední kanál. Je zapotřebí výpočet opakovat pro větší η do té doby, dokud $S_s > S_{sz}$. Podobně pokud $S_{sz} < S_s$, zopakujeme výpočet pro menší n a to až do té doby, dokud se S_{sz} nebude blížit S_s .

Volíme charakteristickou impedanci filtru $Z_0 = 1$ až $50 \text{ k}\Omega$. Z hlediska zvětšení zisku stupně s filtrem soustředěné selektivity je vhodné volit Z_0 z podmínky $Z_0 g_{22} \approx 1$. Při velké impedanci Z_0 vznikají těžkosti s realizací kondenzátoru C_1 , zejména na vyšších kmitočtech. Proto Z_0 v $\text{k}\Omega$ násobené f_{mf} v MHz by nemělo být větší než 100.

Dále vypočítáme činitele transformace m_1 a m_2 pro vstupní a výstupní obvod. Pro $Z_0 g_{22} < 1$ je $m_1 = 1$ a pro $Z_0 g_{22} \approx 1$ je $m_1 = 1/\sqrt{Z_0 g_{22}}$, podobně pro $Z_0 g_{11} < 1$ je $m_2 = 1$ a pro $Z_0 g_{11} \approx 1$ je $m_2 = 1/\sqrt{Z_0 g_{11}}$. Pokud $Z_0 g_{22} < 1$, je možné pro přizpůsobení filtru ke kolektorovému obvodu paralelně ke vstupu filtru zapojit ztlumovací rezistor s vodivostí $g_{t1} = (1 - Z_0 g_{22})/Z_0$. K tomuto účelu je možné použít kolektorový odpor budicího stupně. Podobně pokud $Z_0 g_{11} < 1$, je možné na výstup filtru připojit tlumivý odpor



Obr. 38. Graf pro stanovení činitele přenosu filtru soustředěné selektivity

$$R_{11} \text{ v} \text{y} \text{a} \text{t} = Z_0 / (1 - Z_0 g_{11}). \text{ Pak je již možné vypočítat součástky filtru na obr. 37:}$$

$$C_1 = 1/6,28 Z_0 f_{mf}, \quad C_2 = \frac{1}{\pi Z_0 \Delta f} - 2C_1,$$

$$C_3 = 0,5C_2 - m_1^2 C_{22}, \quad C_4 = 0,5C_2 - m_2^2 C_{11},$$

$$L_2 = \frac{Z_0 \Delta f}{4\pi f_{mf}^2},$$

$$L_1 = 2L_2.$$

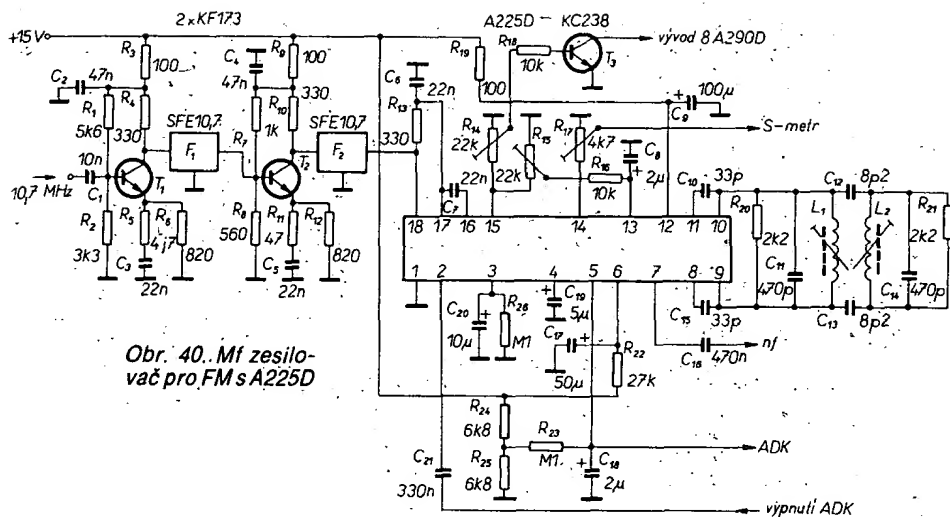
Při indukční vazbě na kolektorový obvod je zapotřebí vypočítat vazební cívky $L_{vaz} = L_1 \left(\frac{m_1}{K_{vaz}} \right)^2$, kde K_{vaz} je 0,7 až 0,9. Dále si z obr. 38 určíme činitele přenosu K_p a vypočítáme činitel zesílení stupně s filtrem soustředěné selektivity:

$$K = 0,5 m_1 m_2 |Y_{21}| Z_0 K_p.$$

Dále si popíšeme několik praktických zapojení mf zesilovačů FM. Na obr. 39 je zapojení mf zesilovače FM s IO UL1200N (CA3089). Vstupní signál o kmitočtu 10,7 MHz je přiveden přes C_1, R_1 na první předzesilovač T_1 . Pracovní bod tohoto tranzistoru je nastaven R_3, R_4, R_5 . Zisk T_1 je dán jeho strmostí a pracovním rezistorem R_6 . C_2, C_3, C_4 filtrují napájecí napětí. Z kolektoru T_1 jde signál přes dva filtry typu SFE10,7MA do druhého předzesilovače T_2 , jehož pracovní bod je nastaven R_8, R_9, R_{11} . Zisk je opět dán strmostí tranzistoru a R_{12} . Výstupní signál z kolektoru T_2 je přes filtr F_3 (SFE10,7MA) a C_9 veden na vstup omezovacího zesilovače v IO UL1200N. Koincidenční detektor je nalaďen obvodem L_1, C_{18}, R_{23} na 10,7 MHz. Demodulované napětí je z vývodu 6 vedeno přes R_{22} do stereofonního dekodéru. Kondenzátorem C_{14} jsou filtrovány zbytky signálu mf kmitočtu. Bude-li přijímač provozován jen „mono“, je nutné za R_{22} proti zemi připojit kondenzátor asi 15 nF. Fázevý posuv v koincidenčním obvodu je realizován tlumivkou L_2 . Z vývodu 7 je odebíráno napětí ADK pro doladování jednotky VKV. Referenční napětí ADK je možné odebírat z vývodu 10. Z vývodu 13 je odebíráno napětí pro indikátor síly pole (S-metr) a z vývodu 15 napětí AVC pro řízení zisku vstupního tranzistoru jednotky VKV.

Spínačem připojeným přes R_{19} na vývod 5 IO je možné vypnout vnitřní šumovou bránu. Napětím z vývodu 12 IO je ovládán T_3 , který automaticky přepíná stereofonní dekodér z „mono“ na „stereo“.

Na obr. 40 je zapojení mf zesilovače FM s IO A225D (TDA1047). Vstupní signál je přes C_1 přiveden do prvního předzesilova-



Obr. 40. Mf zesilovač pro FM s A225D

čte T_1 . Jeho pracovní bod je nastaven R_1, R_2 . Zesílení je dáno poměrem R_4/R_5 . Z výstupu T_1 je signál veden přes F_1 do druhého předzesilovače T_2 , jehož pracovní bod je nastaven R_7, R_8 a zisk je dán poměrem R_{10}/R_{11} . Záporná zpětná vazba R_5, C_3 a R_{11}, C_5 umožňuje nastavit optimální zisk předzesilovačů pro konkrétní podmínky (při velkém zisku se může zhoršit poměr signál-šum). Rezistory R_3, R_9, R_{19} oddělují jednotlivé stupně zesilovače a tak zmenšují vzájemné ovlivňování stupňů.

Z výstupu T_2 je signál přes F_2 veden do omezovače v IO, na jehož výstupu je koincidenční detektor s laděnou pásmovou propustí L_1, C_{11}, L_2, C_{12} . Použitím pásmové propusti u detektoru je možné zmenšit zkreslení mf zesilovače. Cívky filtru detektoru jsou v samostatných krytech a jsou mezi sebou vázány kapacitně C_{12}, C_{13} . Správnou šířkou pásma propusti lze nastavit R_{20}, R_{21} . Potřebný fázový posuv je realizován C_{10}, C_{15} . Výstupní nf napětí je přes C_{16} vedeno do detektoru. Pomocí R_{15} se nastaví práh šumové brány v IO. Protože úplné umlčení FM signálu je někdy nepřijemné, je na vývod 6 IO přivedeno napětí přes R_{22} , tímto napětím se šumová brána „přiotvírá“, minimální odpor rezistoru R_{22} je 10 kΩ. Z vývodu 5 IO je odebráno napětí ADK, jehož referenční velikost lze nastavit děličem R_{24}, R_{25} . Tento obvod je vybaven spínačem ADK, který je ovládán změnou ladícího napětí přes C_{21} na vývodu 2 IO. Doba odpojení ADK je dána časovou konstantou R_{26}, C_{20} na vývodu 3 IO. Z vývodu 14 je odebráno napětí pro S-metr a z invertovaného výstupu (vývod 15) napětí pro T_3 , který pracuje

jako automatický spínač mono-stereo ve stereofonním dekóderu.

(Dokončení této teoreticko-praktické části bude v příštím čísle AR řady B.)

KONSTRUKČNÍ ČÁST

Rozhlasový přijímač MINIKIT 86

Rozhlasový přijímač MINIKIT 86 je určen pro příjem obou pásem VKV-FM, středních, dlouhých a krátkých vln, lze k němu připojit gramofon s krystalovou i magnetickou přenoskou a má vstup pro přehrávání z magnetofonu a výstup pro nahrávání na magnetofon. Dále je vybaven nf zesilovačem s výstupním výkonem 2x 15 W, přípojkou na sluchátka, korektorem výšek a hloubek a mechanickou předvolbou vysílačů v pásmech VKV, DV a SV. Přijímač MINIKIT 86 je napájen ze sítě. Kmitočet přijímaného signálu lze číst na stupnici, sestavené ze 24 svítivých diod. Síla pole a naladění rovněž jsou indikovány svítivými diodami, stejně jako stereofonní signál.

MINIKIT 86 je sestaven z modulu A, určeného pro příjem KV, SV, DV, modulu F pro příjem jak monofonních, tak i stereofonních signálů v pásmech VKV, modulu O, na němž jsou otočné ovládací prvky (potenciometry hlasitosti, vyvážení, hloubek a výšek a ladící převod) spolu se stupnicí LED a indikátory, modulu P s předzesilovačem pro magnetickou přenosku, oddělovacím stupněm pro magnetofon, elektronickým přepínačem zdrojů signálů a oddělovacím stupněm, modulu S z elektronických korekcí, koncového stupně a zdroje. Dalšími celky

v přijímači MINIKIT 86 jsou síťový transformátor, soubor 7 tlačítek pro ovládání jednotlivých zdrojů signálu se síťovým spínačem. Pro předvolbu je určen ladící a přepínací agregát. Blokové zapojení celého přijímače je na obr. 62.

Modul A přijímač pro KV, DV a SV

Signál ze sousedního konektoru (společný i pro modul F) je přiveden na vývod 7 a přes oddělovací tlumivku L_0 , mezifrekvenční odlaďovač L_1, C_{50} , vazební cívku L_2 na vstupní obvod KV ($D_1, L_5, C_3, C_7, D_4, D_5, D_{10}, D_{11}$). Obvody KV se připojují napětím 15 V na vývodu 4. Tímto napětím se přes D_{17} připojí i oscilátorový obvod KV ($L_8, C_{16}, C_{17}, D_{12}, D_{16}, D_{22}, D_{23}$). Přes diodu D_{13} se přivádí napájecí napětí pro IO a tranzistory T_1 až T_4 . Podobně je tomu i při sepnutí na SV (přes D_{14}) a při DV (přes diodu D_{15}). Všimněme si podrobněji systému spínání vstupních obvodů. Jak již bylo uvedeno, napětím 15 V na vývodu 4 se připojí vstupní obvod KV. Proud, který proteče D_5, D_{11} , vytvoří na rezistoru R_1 úbytek napětí, kterým se uzavřou diody D_2, D_3 ; proud přes D_5, D_{11} vytvoří úbytek napětí na R_3 , kterým se uzavřou D_6 a D_8 . Tím jsou od varikapů D_{10}, D_{11} odpojeny vstupní obvody SV (L_6, C_4, C_8) a DV (L_7, C_5, C_6, C_9). Od antény jsou tyto vstupní obvody odpojeny diodami D_2, D_3 .

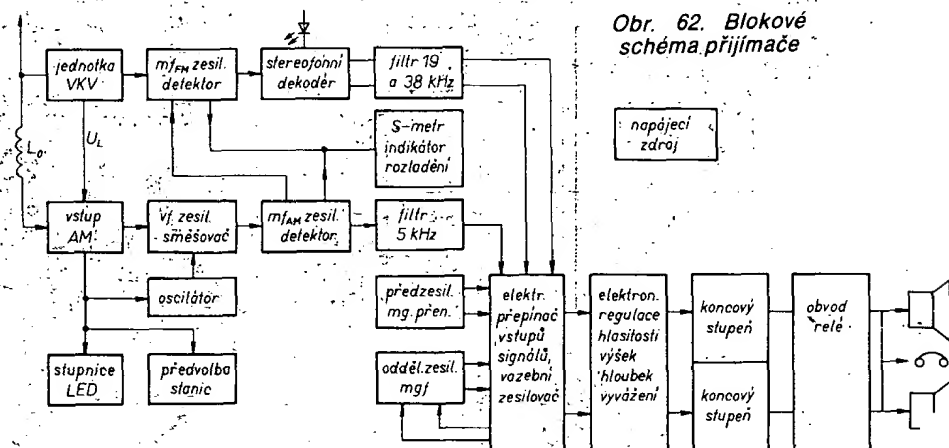
Při připojení napětí 15 V na vývod 3 se (přes D_7, D_2) vytvoří na R_1 úbytek napětí, který uzavře D_1, D_3 , čímž se odpojí vstupní obvody KV a DV od antény. Obvod L_6 je k anténě připojen přes prodlužovací cívku L_3, L_2 . Proud diodami D_7, D_6 vytvoří úbytek napětí na R_3 a uzavře diody D_4, D_8 ; takže studené konce L_5, L_7 jsou odpojeny od zemního kondenzátoru C_{13} .

Při připojení napětí 15 V na vývod 2 se připojí přes D_3, L_4 vstupní obvod DV (L_7, C_6, C_9) k anténě. Proudem přes D_3, D_9, R_1 se uzavřou D_1, D_2 a odpojí vstupní obvody KV a SV. Proudem přes D_9, D_8, R_3 se uzavřou D_4, D_6 , které odpojí studené konce L_5, L_6 od C_{13} a přes D_8 se uzemní přes C_{13} studený konec L_7 . Kondenzátory C_{10}, C_{11}, C_{12} blokují spínací napětí 15 V a zlepšují uzemnění příslušné vstupní a i oscilátorové cívky. Ladící napětí pro dvojici varikapů ve vstupních obvodech je přivedeno na vývod 5 a filtrováno kondenzátorem C_{14} . Použití dvou varikapů je nutné, aby bylo možno přeladit v jednom rozsahu celé pásmo SV. Na „živý“ konec D_{10}, D_{11} je připojen R_2 , kterým protéká příčný proud varikapů a zároveň se na něm vytváří předpětí pro bázi T_1 .

Ještě si podrobně popíšeme způsob spínání oscilátorových obvodů. Napětím 15 V na vývodu 4 se přes D_{17}, D_{16} vytvoří na společném rezistoru oscilátorových

KONKURS AR – ČSVTS

Do uzávěrky letošního konkursu AR – ČSVTS na nejlepší elektronické konstrukce došlo celkem 55 přihlášek. V současné době se konstrukce třídí a posuzují. Autoři vybraných konstrukcí budou písemně vyzváni, aby přihlášené konstrukce zaslali do redakce k podrobnému hodnocení. Výsledky konkursu budou uveřejněny v AR řady A č. 1/1987 a v AR řady B č. 1 nebo 2/1987.



Obr. 62. Blokové schéma přijímače

a vstupních obvodů R_3 napětí, které uzavře $D_{18}D_{20}$. Přes diody D_{16} se uzemní studený vývod oscilátorového obvodu KV ($L_8C_{17}C_{18}D_{12}$). Napájecí napětí pro vývod 6 IO₁ je přivedeno z odbočky L_8 přes D_{23} . Zpětnovazební vinutí oscilátoru je na vývod 5 IO₁ přivedeno přes $D_{19}D_{25}$ a zpětnovazební vinutí se připojí přes D_{24} . Napětím na R_5 se uzavřou D_{22} a D_{26} a odpojí zpětnovazební vinutí L_8 a L_{10} . Při přepnutí na DV se přes D_{20} uzemní oscilátorový laděný obvod $L_{10}C_{20}C_{21}C_{22}D_{12}$. Napětím na R_3 se uzavřou D_{15} a D_{18} a tak se odzemní obvody L_8 a L_9 . Napětí pro vývod 6 IO₁ je přivedeno přes $D_{21}D_{27}L_{10}$. Zpětnovazební vinutí L_{10} se k IO₁ připojí přes $D_{26}C_{28}$. Úbytkem napětí na R_5 se uzavřou D_{22} a D_{24} a odpojí zpětnovazební vinutí L_8 a L_9 .

Kondenzátory C_{16} , C_{18} a C_{20} jsou padinové a na jejich přesné kapacitě závisí souběh se vstupními obvody a tím i kvalita přijímače. Rezistor R_4 uzavírá příčný proud varikapu D_{12} . Jeho odpor může ovlivnit jakost oscilačních obvodů a kvalitu varikapu D_{12} , bude-li příliš malý, může přestat pracovat oscilátor. Jakost oscilačních obvodů ovlivňují rovněž spínací diody, proto by měl být jimi protékající proud co největší. (proud je určen spínacím napětím a R_1 , R_3 , R_5). Rezistory R_1 , R_3 , R_5 je však nutné volit s co největším odporem, aby zbytečně nezhoršovaly jakost laděných obvodů a tím i jakost celého přijímače.

Signál z antény je přes vstupní obvod veden do báze T_1 . Pro T_1 je použit tranzistor FET, proto nejsou použita vazební vinutí na cívkách vstupních obvodů. Z kolektoru a emitoru T_1 je signál veden na symetrický vstup v předzesilovači v IO₁ (vývody 1 a 2). Zesílení T_1 je asi 1. Z výstupu v předzesilovači je signál veden do symetrického směšovače, kam je přiveden i signál oscilátoru (vývody 4, 5 a 6). V aplikačním zapojení výrobce se doporučuje připojit zpětnovazební vinutí oscilátoru mezi vývody 4 a 5 IO₁. Při zkouškách se však ukázalo, že vývod 4 lze uzemnit přes kondenzátor C_{27} . Studený konec vazebního vinutí je k vývodu 4 IO₁ připojen přes $C_{13}C_{27}$. Kapacitu kondenzátorů C_{27} a C_{13} je nutno volit dostatečně velkou (jejich sériové řazení), aby oscilátor „nestsazoval“.

Z výstupu směšovače (vývody 15 a 16 IO₁) je signál veden na mf obvod $L_{12}C_{36}$ a přes keramický filtr F_1F_2 na vstup mf zesilovače (vývod 12 IO₁). Vývod 16 směšovače je připojen na napájecí napětí, aby se ušetřil jeden laděný obvod, který se v aplikačním zapojení od výrobce využívá k regulaci AVC v předzesilovači. V našem zapojení je z obvodu $L_{12}C_{36}$ odebráno mf napětí přes C_{35} , které je usměrněno na přechodu emitor-báze T_3 a přes R_{12} přivedeno jako napětí AVC pro v předzesilovači na vývod 3 IO₁. Časová konstanta regulace je dána součinem $R_{11}C_{26}$.

Z výstupu F_2 je mf signál veden na vstup mf zesilovače IO₁ (vývod 12). Kondenzátory $C_{37}C_{38}$ blokují napájení mf zesilovače. Z výstupu mf zesilovače (vývod 7 IO₁) je signál jednak veden na zesilovač T_2 přes C_{29} a jednak přes vazební vinutí L_{11} na tranzistorový detektor T_4 .

Tranzistor T_2 zesiluje mf napětí, které je z kolektoru vedeno na IO₁ v modulu F. Toto napětí je po detekci a omezení v IO₁ modulu F využito jako doladovací napětí pro varikapu D_{10} , D_{11} a D_{12} . Pokud nebudeme tyto varikapu doladovat, můžeme T_2 s příslušnými součástkami vypustit, aniž bychom ovlivnili funkci modulu A.

Po detekci mf signálu tranzistorem T_4 je ss složka detekovaného signálu přes R_{22} po filtraci kondenzátory $C_{40}C_{41}$ přivedena na vstup zesilovače AVC (vývod 9 IO₁), který řídí tři první stupně mf zesilovače. Nf část detekovaného signálu je přes C_{44} a filtr typu dvojité T (R_{27} , R_{29} , R_{28} , R_{34} , C_{46} , C_{47} , C_{48}) vedena do zesilovače T_5 a z jeho kolektoru stíněným vodičem do modulu P. Filtrem jsou potlačovány signály kmitočtů vyšších než 5 kHz a tím interferenční hvězdy. Vzhledem k tomu, že filtr má charakter selektivního filtru a na kmitočtu 10 kHz by byla úroveň výstupního signálu stejná jako signálu vstupního, je na výstup nutno připojit kondenzátor C_{49} . Filtr dvojité T je zapojen ve zpětné vazbě, aby bylo dosaženo požadovaného průběhu charakteristiky. Části mf signálu z jednotlivých stupňů jsou sečteny odporově v IO₁ a přes vnitřní detektor je výsledné napětí vyvedeno na vývod 10 IO₁, slouží jako indikace síly pole signálu (S-metr) a je vedeno do modulu 0.

Postup nastavení

Před měřením je nutné zvolit některý z rozsahů AM. Tónový generátor nastavíme na kmitočet 1 kHz a připojíme ho na C_{44} . Milivoltmetr připojíme na vývod 8 modulu A přes kondenzátor 100 nF a přečteme výstupní napětí. Pak generátor přeladíme na kmitočet 5 kHz a trimrem R_{28} nastavíme výstupní napětí o 3 dB menší než při kmitočtu 1 kHz. Pak signální generátor připojíme na vývod 12 IO₁ přes kondenzátor 100 pF. Činitel modulace $m = 0,5$. Měřicí kmitočet 455 kHz. Otáčíme jádrem L_{11} , až dostaneme maximální napětí na výstupu 8 modulu A. Pak generátor přepojíme na vývod 15 IO₁ a podle skutečného kmitočtu filtrů F_1F_2 doladíme obvod $L_{12}C_{36}$ a $L_{11}C_{38}$ na maximální napětí, měřené milivoltmetrem. Napětí ze signálního generátoru zmenšujeme tak, aby nepracovalo AVC pro mf zesilovač. Pokud máme možnost pracovat s rozmlátačem, kontrolujeme průběh křivky mf zesilovače, který můžeme vyrovnat kondenzátorem C_{42} .

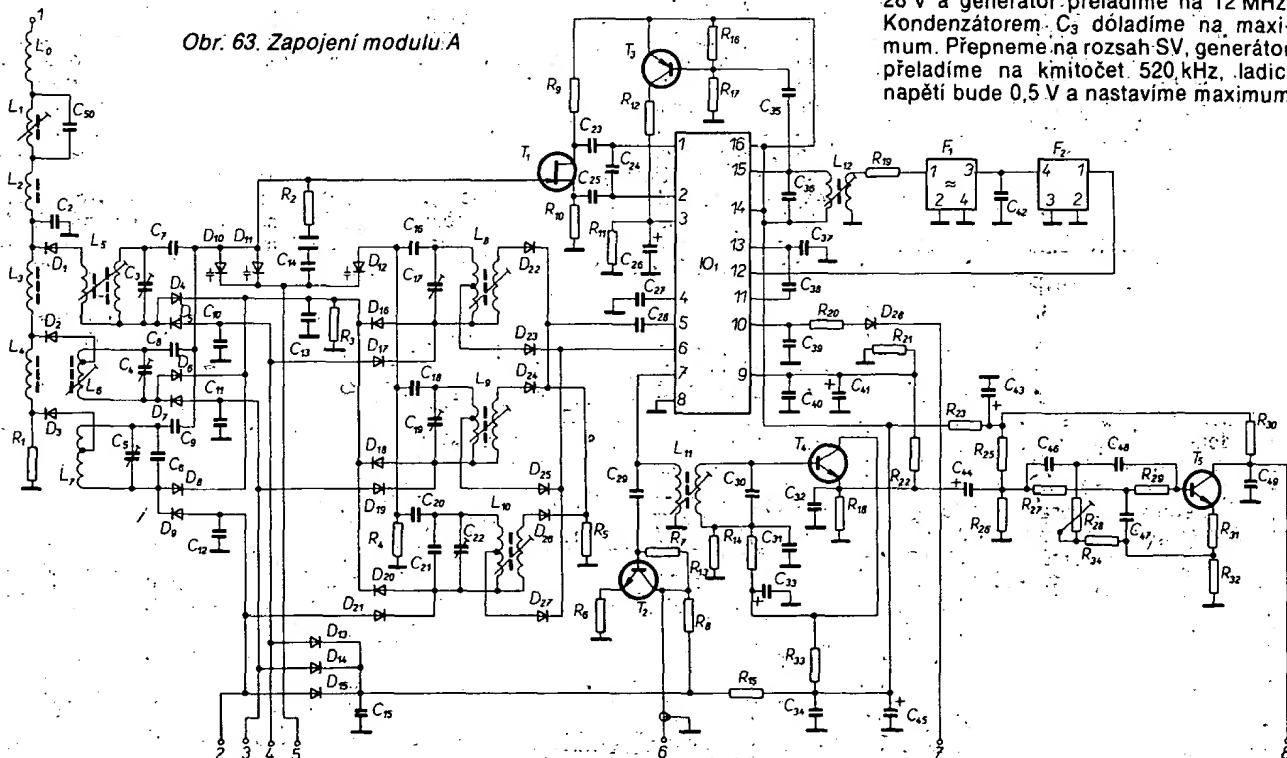
K nastavení oscilátoru v jednotlivých rozsazích použijeme buď vlnoměr nebo selektivní voltmetr. Efektivní napětí na vývodu 5 IO₁ bude asi 150 mV. Při ladicím napětí asi 0,5 V cívku L_8 naladíme kmitočtem 6,3 MHz a při napětí asi 28 V kmitočtem 12,45 MHz kondenzátorem C_{17} (sepnut rozsah KV).

Přepneme na rozsah SV, ladicí napětí nastavíme na 0,5 V a cívku L_9 naladíme kmitočtem 975 kHz. Ladicí napětí zvětšíme na 28 V a kondenzátorem C_{19} doladíme na kmitočet 2075 kHz.

Přepneme na rozsah DV, ladicí napětí nastavíme na 0,5 V a cívku L_{10} doladíme na kmitočet 605 kHz. Ladicí napětí nastavíme na 28 V a kondenzátorem C_{22} nastavíme kmitočet 805 kHz.

Dále připojíme signální generátor na vývod 1 modulu A, nastavíme kmitočet 455 kHz a zapneme SV. Cívku L_1 ladíme na minimální napětí milivoltmetru. Přepneme na rozsah KV, naladíme kmitočet 5,85 MHz na generátoru, ladicí napětí nastavíme na 0,5 V a cívku L_5 nastavíme maximální napětí milivoltmetru. Napětí generátoru neustále zmenšujeme, nesmí pracovat AVC! Ladicí napětí zvětšíme na 28 V a generátor přeladíme na 12 MHz. Kondenzátorem C_3 doladíme na maximum. Přepneme na rozsah SV, generátor přeladíme na kmitočet 520 kHz, ladicí napětí bude 0,5 V a nastavíme maximum

Obr. 63. Zapojení modulu A



cívkou L_6 . Ladící napětí nastavíme na 28 V, generátor přeladíme na 1620 kHz a kondenzátorem C_4 nastavíme maximální výstupní napětí.

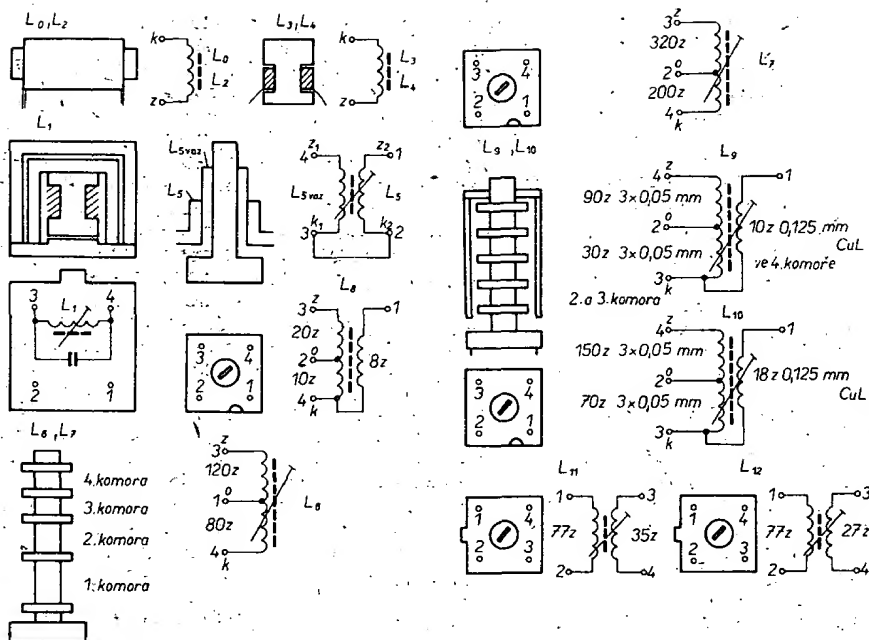
Přepneme na DV, generátor přeladíme na 150 kHz a ladící napětí nastavíme na 0,5 V. Cívkou L_7 ladíme na maximum výstupního napětí. Ladící napětí zvětšíme na 28 V, generátor přeladíme na 350 kHz a kondenzátorem C_5 naladíme maximum. Tento postup několikrát opakujeme, až dosáhneme nejlepšího naladění.

Použité součástky

Všechny pevné rezistory jsou typu TR 212. Rezistory odporů větších než 100 k Ω je lépe volit (z hlediska stability) typu TR 151.

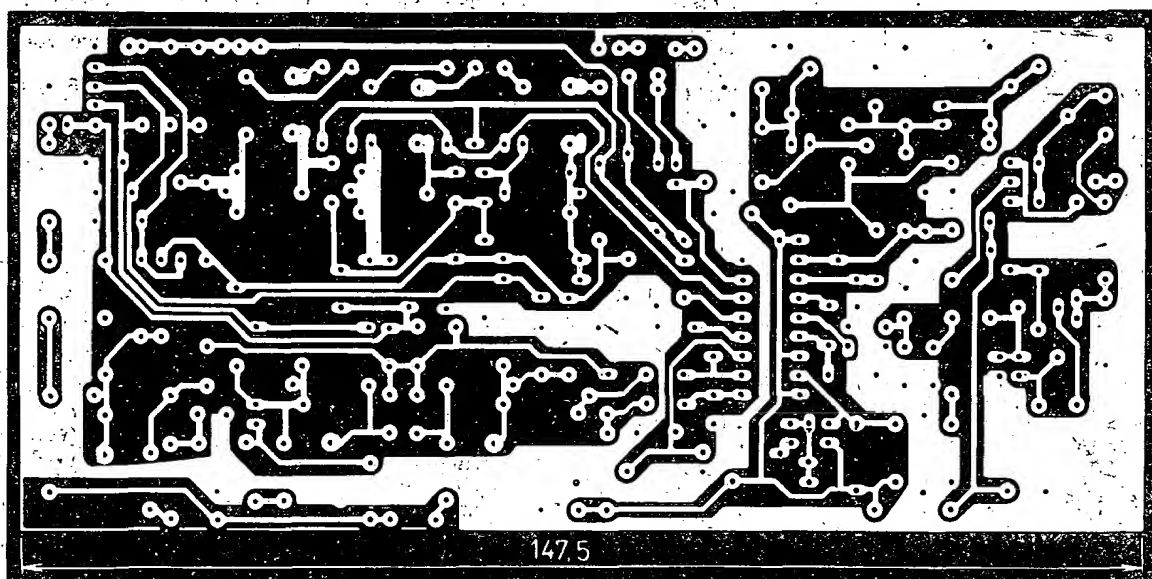
R_1	6,8 k Ω	R_{14}, R_{26}	18 k Ω
R_2, R_7	1 M Ω	R_{17}	1,5 M Ω
R_3, R_{33}	560 Ω	R_{19}	2,7 k Ω
R_4, R_{16}	100 k Ω	R_{21}, R_{29}	56 k Ω
R_5	22 k Ω	R_{22}	39 k Ω
R_6	1,8 k Ω	R_{25}	220 k Ω
R_8	2,2 k Ω		
R_9, R_{10}	330 Ω	R_{27}	27 k Ω
R_{11}, R_{18}	12 k Ω	R_{28}	TP 011, 10 k Ω
R_{12}, R_{15}	100 Ω	R_{30}	4,7 k Ω
R_{13}, R_{20}		R_{31}	270 Ω
R_{23}, R_{32}	1 k Ω	R_{34}	15 k Ω

Většina použitých kondenzátorů jsou keramické, ploché typy. Jako kapacitní trimry jsou použity keramické typy o \varnothing 10 mm, zakoupené v NDR. Do desky s plošnými spoji je možné použít i trimry WN704 04, WN 704 24 nebo WN 704 25.

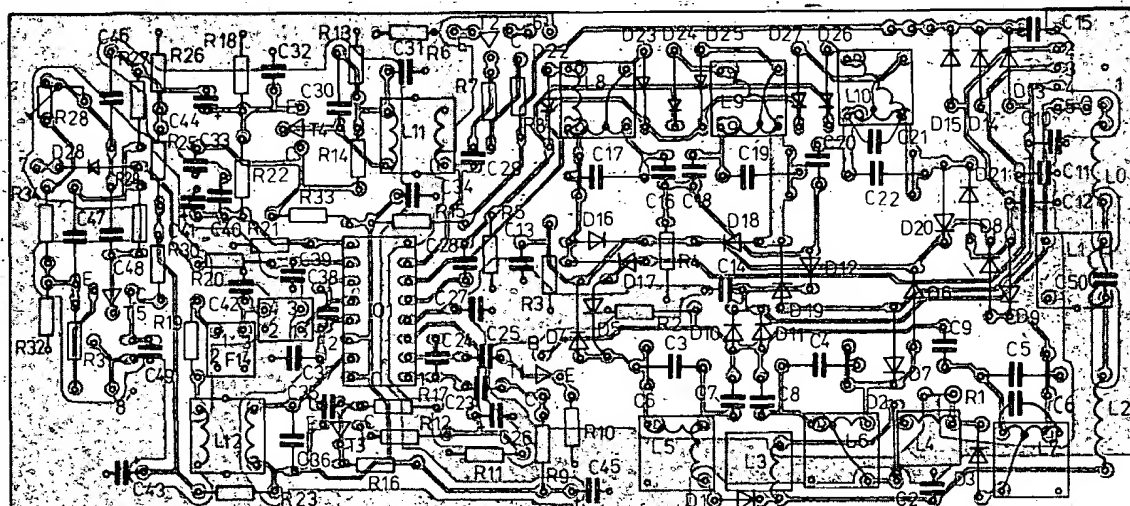


L_0, L_2 – na feritové tyčce $\varnothing 2 \times 15$ mm, materiál H6, $L_0 = 30$ z, 0,25 mm CuL, 18 μ H, $L_2 = 22$ z, 0,3 mm CuL, 9,5 μ H; L_1 – cívka a kryt z m \ddot{e} zesilovače AM autopřijímačů, rozměr 12 \times 12 \times 15 mm, cívka 1PA26037, vložka 1PA39100, vývod 1PA4910, kryt 1PF69816, jádro 205 531 306 600 (603), 112 z, 0,1 mm CuL, 260 μ H; L_3, L_4 – feritová kuželka, materiál H6, $L_3 = 130$ z, 0,08 mm CuL, 0,35 μ H, $L_4 = 260$ z, 0,08 mm CuL, 1 mH; L_5, L_6 – kostička 1PA26049, jádro M4 \times 0,5 \times 8 mm (205 533 304 600), $L_5 = 24$ z, 0,18 mm CuL, 5,7 μ H, L_6 vaz = 34 z, 0,01 mm CuL, 6,2 μ H; $L_7 = 30$ z, 0,15 mm CuL, 7 μ H, L_8 vaz = 8 z, 0,15 mm CuL; L_9, L_{10} – kostra 1PA260+1PA26091, jádro M4 \times 0,5 \times 12 mm (205 512 304 651), L_9 = vinutí v první a druhé komůrce, 200 z, 3 \times 0,05 mm CuL, 265 μ H, L_{10} = vinutí ve druhé a třetí komůrce, 520 z, 0,1 mm CuL, 2,32 mH; L_{11}, L_{12} – kostra 1PA26050+1PA26048, jádro 2,8 \times 0,5 \times 8 mm 205 525 304 501, zvonkové jádro 205 525 306 503, $L_{11} = 125$ μ H, $L_{12} = 435$ μ H; L_{11}, L_{12} – kostra, jádro a kryt jako L_1 , $L_{11} = L_{12} = 7$ z, 0,1 mm CuL, 122 μ H

Obr. 65. Cívky modulu A



Obr. 64. Deska s plošnými spoji U229 a rozmístění součástek na modulu A



C ₂ , C ₆	39 pF, TK 754
C ₃ , C ₄ , C ₅ , C ₁₇	dolařovací trimry (viz text)
C ₁₉	180 pF, TK 754
C ₇ , C ₂₀	1,5 nF, TK 724
C ₈	1 nF, TK 724
C ₉	1 nF, TK 724
C ₁₀ , C ₁₁ , C ₁₂ , C ₁₃	
C ₁₄ , C ₁₅ , C ₂₇ , C ₂₈	
C ₃₄ , C ₃₇ , C ₃₈	100 nF, TK 783
C ₁₆ , C ₂₄	120 pF, TK 754
C ₁₈	330 pF, TK 754
C ₂₁	56 pF, TK 754
C ₂₃ , C ₂₅	
C ₃₁ , C ₄₀	22 nF, TK 744
C ₂₆	10 μF, TE 003
C ₂₉	10 pF, TK 754
C ₃₀ , C ₃₆	1 nF, TC 281 nebo TGL 5155
C ₃₂ , C ₃₉	10 nF, TK 744
C ₃₃ , C ₄₁ , C ₄₅	5 μF, TE 004
C ₃₅	33 pF, TK 754
C ₄₂	220 pF, TK 754
C ₄₃	50 μF, TE 004
C ₄₄	2 μF, TE 005
C ₄₆	1,2 nF, TC 281
C ₄₇	1,8 nF, TC 281
C ₄₈	560 pF, TC 281
C ₄₉	3,3 nF, TK 744
C ₅₀	470 pF, TC 281

Místo kondenzátorů řady TC 281 je možné použít kondenzátory TGL 5155 na nejmenší napětí.

Na pozicích D₁ až D₉ a D₁₈ až D₂₇ je nejlépe použít diody KA136. Je však možné použít i diody KA261 až KA267, nebo KA206, KA207, nebo 1N4148. Na ostatní pozice postačí diody KA261. Jako varikapky je použita trojice varikapů 3KB113. Pro T₁ je použit BF245B, který je dodáván do TESLA ELTOS z MLR. Jako T₂, T₄, T₅ je použit KC238B, je však možné použít i tranzistory KC508, KC509, SC238, SC239, KC239, KC148, KC149. Jako T₂ je použit tranzistor KC308, který je možné nahradit KC309, SC309, BC158, BC159, BC178 nebo BC179.

Na pozici IO₁ je použit A244D, který je možné nahradit obvody R244D nebo UL1203N, nebo K174ChA02 nebo TCA440.

Jako mf filtry jsou použity keramické filtry z NDR, F₁ je SPF455-B6 (modrý), F₂ je SPF455-A9 (červený). Pro cívky L₁, L₁₁, L₁₂ byly použity malé mf filtry z autopřijímačů TESLA. Ostatní cívky jsou z přijímače TESLA 816A, které byly převínuty podle obr. 65. Zapojení modulu A je na obr. 63 a deska s plošnými spoji na obr. 64.

Modul F

- stereofonní přijímač VKV

Na modulu F je umístěna vstupní jednotka VKV, mezifrekvenční zesilovač, stereofonní dekodér a stabilizátor napětí pro ladění varikapů.

Vstupní signál je přiveden na vývod 1. Stínění sousedního kabelu je zapojeno na vývod 2, který uzemníme. Z vazebního vinutí cívky L₁ se signál indukuje do primární části laděného obvodu (L₁D₁C₁) z ní do sekundární části L₂D₂C₂ a dále se vede přes R₅C₇ na T₁. Použitá pásmová propust na vstupu zlepšuje odolnost proti křížové modulaci. Pracovní bod T₁ je nastaven R₅R₉R₁₁R₁₀R₁₄R₁₅ a R₂₀D₃. Na G₂ T₁ je přiváděno přes R₄ ss napětí AVC. Toto napětí je k dispozici na bodech 3 nebo 9, které spojíme s bodem 4. Pro menší rozsah AVC volíme spoj 4-3 a pro větší rozsah AVC spoj 9-4. Z kolektoru T₁ je signál veden na primární část mezipásmové propusti L₃C₁₃C₁₄C₁₅D₄R₁₆. Na kolektorový vývod T₁ je navlečena feritová perla, která zabraňuje zakmitávání na velmi vysokých kmitočtech v pásmu UHF. Stejnoseměrné oddělení varikapu (C₁₃C₁₄) je nutné, aby se neovlivňovala kapacita varikapu D₄. Vzhledem k tomu oddělení je nutné zapojit R₁₆, kterým teče příčný proud varikapu. Odpor rezistoru R₁₆ by měl být co největší, aby netlumil L₃ a přitom je takový, aby byl příčný proud varikapu dostatečný. Zenerova dioda D₃ chrání T₁ před zničením. Z obvodu L₃ se napětí indukuje do sekundární části mezipásmové propusti L₄D₅C₁₇ a přes C₁₉ se vede na

G₁ směšovače T₃. Do G₂ je přes C₂₃R₃₃ přiváděn signál oscilátoru. V kolektoru T₃ je zapojena mf pásmová kapacitně vázaná propust L₇L₈C₂₈C₃₄C₃₆C₃₇. Pracovní bod T₃ je nastaven R₂₅R₂₆R₃₂R₃₀ a R₃₉.

Oscilátor pracuje s tranzistorem T₅ a obvodem L₅D₆C₂₄C₂₅C₃₁C₃₂. Pracovní bod T₅ je nastaven R₃₆R₃₇R₄₂R₄₁.

Ze sekundární části mf filtru je přes C₃₅ odebráno napětí, které po usměrnění ve zdvojovači D₇D₈ řídí zesilovač AVC T₄, z jehož kolektoru je napětí AVC vedeno na vývod 3. Tímto obvodem je možné vstupní signál regulovat v rozsahu 40 dB.

Ladící napětí je vedeno do emitterového sledovače T₂, který kompenzuje drift ladícího napětí. Nedostatek keramických dolařovacích kondenzátorů malých kapacit na trhu mne donutil použít odporové trimry a uvedené zapojení; R₂R₇R₁₈R₂₃ dolaďujeme vstupní obvody a trimmem R₂₈ oscilátorový obvod. Rezistory R₅R₉R₁₀R₂₄R₂₉ zmenšují rozsah dolaďení trimrů a tak umožňují přesněji naladit obvody. Rezistory R₁R₆R₁₇R₂₂R₃₄ slouží jako oddělovací.

R₂₁R₂₇R₃₅R₄₃ oddělují jednotlivé obvody, aby se vzájemně neovlivňovaly po větvi napájecího napětí. Kondenzátory C₂, C₃, C₄, C₆, C₈, C₉, C₁₀, C₁₁, C₁₂, C₁₅, C₁₆, C₂₀, C₂₁, C₂₂, C₂₆, C₂₇, C₂₉, C₃₀, C₃₃ pracují jako filtrační pro napájecí a ladící napětí a pro AVC. Kondenzátor C₂₄ je paddingový a určuje souběh oscilátoru a vstupu.

Mf signál je ze sekundární části pásmové propusti L₇C₃₆C₃₇ veden na první mf zesilovač T₆, který má v kolektoru filtr F₁. Z něj je signál veden přes druhý mf zesilovač T₇ na druhý filtr F₂ a dále do IO₁, kde je mf signál omezen a detekován kvadrantním detektorem s pásmovým detekčním obvodem L₈, C₅₁, C₅₅, R₇₀, C₅₃, C₅₄, L₉, C₅₆, R₇₁, C₅₉, naladěným na 10,7 MHz (podle použitých keramických filtrů) a obvodem pro detekci omezeného signálu AM mf L₁₀C₅₇C₅₈R₇₂, naladěným na kmitočet 455 kHz. Kromě omezovače a mf zesilovače je v IO₁ ještě vypínač ADK (AFC) (vývod 2 IO₁). Doba vypnutí ADK je určena obvodem R₇₃C₆₁ (vývod 3 IO₁). Dále je v IO₁ indikátor rozladění (vývod 4), zesilovač ADK (vývod 5), umlčovač (vstup na vývod 13, výstup na vývod 6), mf zesilovač (výstup na vývod 7), indikátor síly pole (neinvertovaný výstup na vývod 14, invertovaný na vývod 15) a stabilizátor napětí (vstup na vývod 12). Indikátor rozladění je řízen jednak z demodulátoru a jednak z výstupu indikátoru síly pole. Z demodulátoru je také řízen mf zesilovač a zesilovač ADK, jehož funkce je řízena i z vypínače ADK. Indikátor síly pole je řízen jak z mf zesilovače, tak i z demodulátoru.

Vypínač ADK je řízen přes C₆₀ z agregátu předvoleb. Kondenzátor C₆₂ určuje dobu odpojení mf signálu při rozladění. Na vývodu 5 IO₁ je výstup proudu ADK (±100 μA při rozladění o ±100 kHz). Proud ADK je do napětí, které je o 1 až 2 V menší než napětí napájecí, nezávislý na napájecím napětí. Rezistory R₆₈R₆₉ můžeme napětí na vývodu 5 IO₁ nastavit podle potřeby. Rezistorem R₇₄, který nesmí být menší než 10 kΩ, ovlivňujeme potlačení šumu při přeladování. Při jeho nezapojení a připojení umlčovači je „mezi stanicemi ticho“, což může působit nezvykle. Výstup mf signálu je na vývodu 7 IO₁, při naladění na stanici je ss napětí na 7 asi 2 V, lze je použít i pro obvod ADK. Při rozladění asi o ±200 kHz se toto napětí mění asi o 1 V. Kondenzátorem C₆₃ filtrujeme zbytky mf signálu po detekci, jeho kapacitu je nutné volit s ohledem na přenos signálu MPX. Na vývodech 8 a 11 IO₁ je výstup omezovacího zesilovače a na vývody 9, 10 se připojují fázovací konden-

zátory. Součástkami na vývodech 16, 17 se nastavují pracovní bod a zpětná vazba mf zesilovače. Vstup mf zesilovače je na vývodu 18 IO₁.

Všimněme si podrobněji funkce jednotlivých součástek kolem IO₁. C₆₀ určuje dobu odpojení ADK po odzemnění vývodu 12 modulu F. R₇₃C₆₁ určuje časovou konstantu ADK, která rovněž podstatně ovlivňuje dobu odpojení ADK. C₆₂ je filtrační kondenzátor indikátoru rozladění. C₆₅ filtruje obvod umlčení. Z výstupu 7 IO₁ je mf signál MPX veden do zesilovače T₁₀, jehož pracovní bod je nastaven R₇₅R₇₆. Poměr R₇₇:R₇₈ určuje zesílení T₁₀. Zvláštností uvedeného zapojení je použití pásmové propusti při detekci signálu FM a jednoduchého laděného obvodu pro detekci signálu AM. Detektor AM je použit jen pro obvod ADK, kterým dolaďujeme varikapu v modulu A. Napětí ADK pro řízení stabilizátoru IO₃ se odebrá z vývodu 5 IO₁ přes R₁₁₀, C₆₆ filtruje napětí ADK. Napětí pro modul FM je přivedeno na bod 10 modulu F a napětí z dílu AM na vývod 11. Napájecí napětí z modulu A napájí jen IO₁, C₅₂ filtruje napájecí napětí IO₁. Na vývodu 13 IO₁ je vstup umlčovače, který je řízen z invertovaného výstupu 15 IO₁ přes R₆₁R₆₇; C₄₈ toto napětí filtruje a stabilizuje jeho krátkodobé změny. Na neinvertovaný výstup indikátoru síly pole - vývod 14 IO₁ - je připojen přes R₆₂D₉ indikátor síly pole (v modulu O). Přes R₆₃R₆₄ je připojen zesilovač ADK T₆, který použijeme jen tehdy, není-li použit zesilovač AVC s T₄. Trimmem R₅₇ nastavujeme základní napětí na G₂ T₁. Z invertovaného výstupu - vývod 15 IO₁ - je ještě řízen spínač mono-stereo T₉ přes R₆₀R₆₅. Krátkodobé změny tohoto napětí jsou stabilizovány kondenzátorem C₅₀. Vzhledem k tomu, že keramické kondenzátory se od určitých kmitočtů chovají spíše jak odpory, bylo nutné na vývodu 16 a 17 IO₁ připojit vždy dva kondenzátory. Mezi vývody 17 a 18 IO₁ je připojen zakončovací rezistor R₅₉ filtru F₂. Při provozu AM je na vývod 18 IO₁ přiveden přes vývod 6 a R₅₆C₄₂ mf signál z modulu A. Signál MPX z kolektoru T₁₀ je přiveden na vstup stereofonního dekodéru. Stereofonní dekodér pracuje na principu PLL, tzn. že v IO₂ je napěťově závislý oscilátor (VCO), fázový detektor, detektor pilotního signálu, dolní propust, detektor MPX, stereofonní spínač a mf předzesilovač. Z výstupu předzesilovače (vývod 2 IO₂) je signál přes C₆₉ veden na vstup detektoru fáze, detektoru pilotního signálu, dekodéru MPX. Na detektor fáze je připojena dolní propust C₇₁C₇₂R₈₄, ss zesilovač a VCO, jehož kmitočet je nastaven na 228 kHz obvodem RC (R₈₁R₈₂R₈₃C₇₀). Trimmem R₈₂ nastavíme přesný kmitočet 228 kHz, který kontrolujeme na R₈₃. Za VCO je zapojen dělič kmitočtu 1:6 a 1:2, z něhož je řízen detektor pilotního signálu, na jehož výstup je připojena dolní propust, Schmittův klopný obvod a stereofonní spínač s výstupem pro indikátor stereofonního signálu - vývod 7 IO₂. Na vývod 12 IO₂ je připojen i dekodér MPX, na jehož výstupu jsou zesilovače a směšovače, v nichž jsou tyto signály smíšeny se signálem MPX. Směšovací strmost je závislá na řídícím napětí přiváděném přes D₁₂ na vývod 11 IO₂ a tak je možný plynulý přechod od „mono“ ke „stereo“. Ze směšovačů je signál veden do dvou zesilovačů s výstupní impedancí asi 100 Ω - vývody 3-4 a 5-6 IO₂. R₈₉C₇₅ a R₈₂C₇₆ určují časovou konstantu 50 μs deefáze. Část výstupního napětí je přes R₈₈R₈₃ přivedena v protifázi přes R₈₇ na výstup předzesilo-

vače. Výstupní dekodované napětí je přes R_{90} a R_{91} vedeno na filtr pro potlačení 19 kHz L_{11} , C_{77} , C_{78} , C_{79} a L_{12} , C_{84} , C_{85} , C_{86} na zakončovací rezistory R_{94} a R_{102} . Dále je nf signál veden přes filtr pro potlačení 38 kHz R_{95} , R_{96} , R_{97} , C_{80} , C_{81} , C_{82} a R_{104} , R_{103} , R_{105} , C_{87} , C_{88} , C_{89} a přes C_{83} a C_{90} na oddělovací zesilovače T_{12} a T_{13} . Jejich pracovní bod je nastaven R_{98} , R_{99} a R_{106} , R_{107} a jejich zesílení je dáno poměrem R_{100} : R_{101} a R_{108} : R_{109} . Na výstupech 14 a 15 modulu P jsou nf signály pravého a levého kanálu.

Dalším funkčním obvodem je stabilizátor IO_3 ladičního napětí. Vstupní napětí je z modulu S přivedeno na vývod 16 modulu F. Výstupní napětí IO_3 29 až 30 V nastavíme R_{115} . Na vstup referenčního zesilovače – vývod 3 IO_3 – je přes R_{112} , R_{110} přiváděno napětí ADK z IO_2 , C_{91} , C_{92} filtrují krátkodobé změny napětí ADK.

Postup nastavení modulu F

Tónový generátor připojíme na spoj C_{82} , C_{83} , R_{97} a nf milivoltmetr na vývod 14 modulu F. Zkontrolujeme funkci T_{12} , který by měl mít zesílení asi 7. Generátor přepojíme na R_{94} , nastavíme při kmitočtu 1 kHz výstupní úroveň 0 dB a zkontrolujeme kmitočtovou charakteristiku asi do kmitočtu 60 kHz. Signál o kmitočtu 38 kHz by měl být potlačen více než 20 dB. Filtr lze přesně doladit změnou součástek filtru. Pak připojíme generátor na C_{77} a zkontrolujeme potlačení signálu o kmitočtu 19 kHz, popř. na vstup připojíme generátor. Doladěním cívky L_{11} se snažíme nastavit minimální výstupní napětí při 19 kHz.

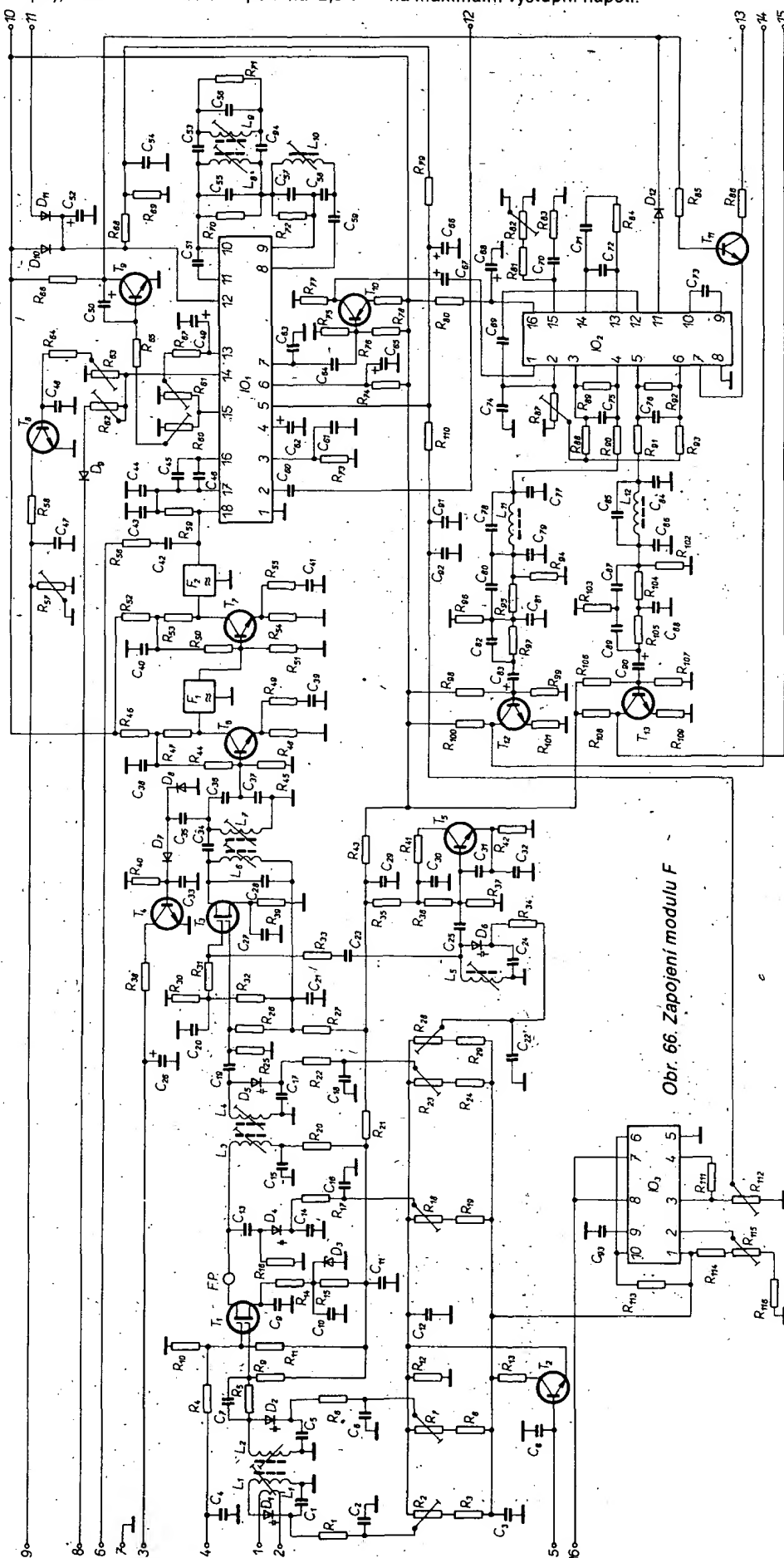
Zapojíme IO_2 , na vývod 11 připojíme čítač kmitočtu a nastavíme R_{82} kmitočtem 19 kHz (popř. na vstup připojíme generátor signálu MPX, R_{87} nastavíme do střední polohy a otáčením R_{82} se snažíme dosáhnout minimálních přeslechů mezi kanály na vývodech 15 a 14 modulu F. Když jsme dokončili nastavování trimrem R_{82} , snažíme se, aby se přeslechy mezi kanály ještě více zmenšily (změnou R_{87}). Pak zkontrolujeme funkci T_{10} (přenesení-li nezkreslený signál MPX). Při všech těchto kontrolních měřeních a nastavováních je běžec trimrů R_{60} , R_{61} u zemního konce.

Signální generátor připojíme do kolektoru T_6 přes kondenzátor s malou kapacitou, zkratujeme vývody 9 a 10 IO_1 . Avomet připojíme na vývod 14 IO_1 . Napětí z generátoru nastavíme tak, aby na vývodu 14 IO_1 bylo asi 0,5 V. Generátor „proladíme“ v pásmu 10,5 MHz až 11 MHz a jeho výstupní napětí zmenšujeme tak, aby při dosažení rezonančního kmitočtu F_1 , F_2 bylo co nejmenší při napětí na vývodu 14 IO_1 rovném 0,5 V. Pak odpojíme zkrat mezi vývody 9 a 10 IO_1 . Odpojíme C_{53} , C_{94} a nastavíme L_8 tak, aby $I_{ADK} = 0$. Avomet přepojíme na vývod 7 IO_1 , kde změříme napětí asi 2,1 V. Na vývod 6 modulu připojíme generátor AM naladěný na 455 kHz a jádrem cívky L_{10} naladíme $I_{ADK} = 0$. Připojíme C_{53} , C_{94} a na vývod 7 IO_1 připojíme měřič zkreslení jádrem cívky L_9 nastavíme minimální zkreslení nf signálu. Signální generátor přepojíme do kolektoru T_3 a doladíme obvod na maximální výstupní napětí na vývodu 7 IO_1 .

Dříve než budeme nastavovat vstupní jednotku VKV, připojíme na vývod 16 modulu F napětí z vývodu 6 konektoru K, na modulu S a na vývod 18 modulu F nastavíme napětí 29 V. Na vývod 5 připojíme ladiční potenciometr, kterým měníme napětí od 2 do 27 V. Nejprve nastavíme ladiční napětí na 2,5 V a vlnoměr

nebo selektivní voltmetr připojíme na emitor T_5 . Potenciometrem R_{28} nastavíme kmitočtem 75 MHz, nastavíme ladiční napětí na 27 V a cívku L_5 naladíme kmitočtem 118 MHz. Signální generátor přepojíme na kolektor T_1 (přes kondenzátor asi 1 pF), nastavíme ladiční napětí na 2,5 V

a trimry R_{23} , R_{18} nastavíme maximální signál na vývodu 7 IO_1 . Přepojíme generátor na vstup a trimry R_2 , R_7 nastavíme maximum výstupního napětí. Ladiční napětí nastavíme na 27 V, generátor přeladíme na 107,3 MHz a naladíme cívky L_1 , L_2 , L_3 a L_4 na maximální výstupní napětí.



Obr. 66. Zapojení modulu F

Poznámky k použitým součástkám

Rezistory jsou typu TR 212. Rezistory s odpory většími než 100 kΩ je lépe volit typu TR 151 (jsou stabilnější).

R ₁ , R ₅ , R ₆ , R ₁₆ , R ₁₇ , R ₂₂ , R ₂₅ , R ₃₄ , R ₇₃ , R ₇₉ R ₂ , R ₇ , R ₁₈ , R ₂₃ , R ₂₈	R ₄ , R ₁₃ , R ₃₃ , R ₅₀ , R ₅₈ , R ₈₄ , R ₃₁ - 1 kΩ R ₉ , R ₁₀ , R ₁₁ - 220 kΩ R ₁₂ , R ₃₇ , R ₈₄ , R ₆₅ , R ₆₆ , R ₆₇ , R ₈₁ , R ₈₅ , R ₁₁₂ 10 kΩ R ₁₄ , R ₄₁ 68 Ω R ₁₅ , 3,9 kΩ	100 kΩ 100 kΩ TP 008 330 kΩ
--	---	--------------------------------------

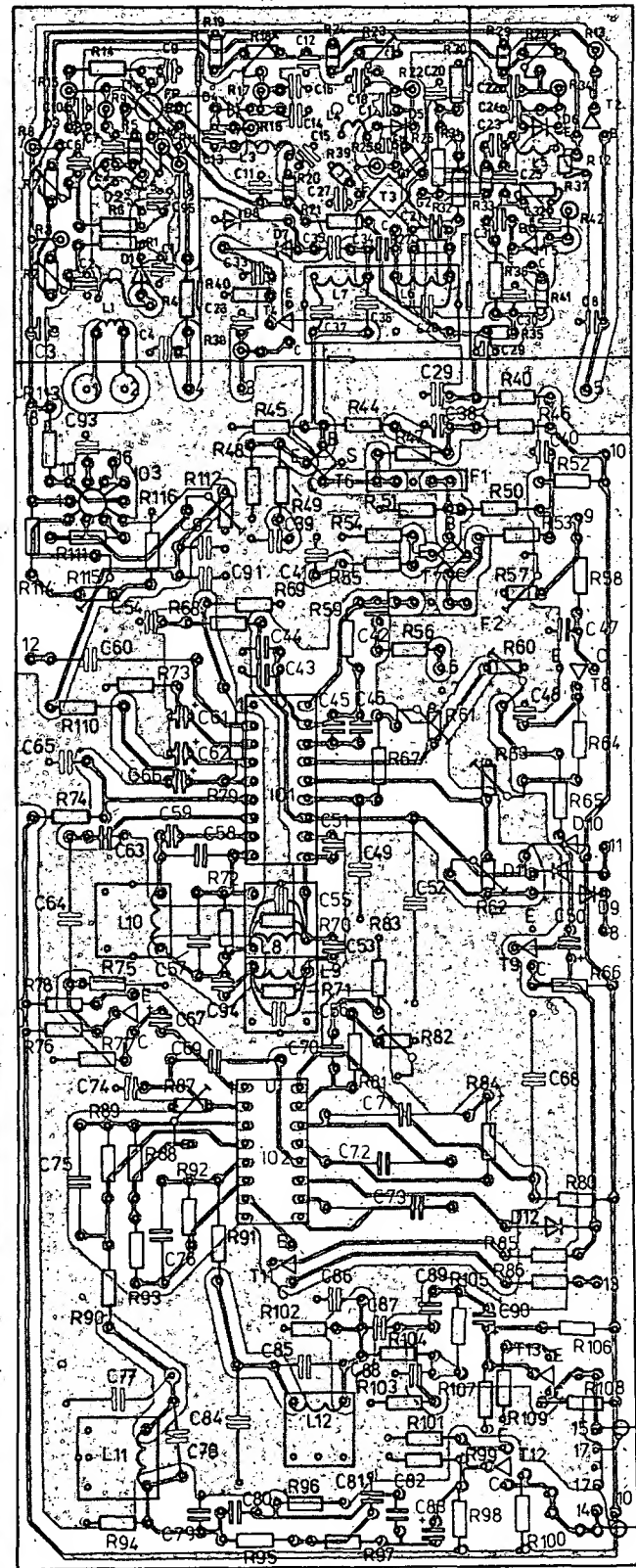
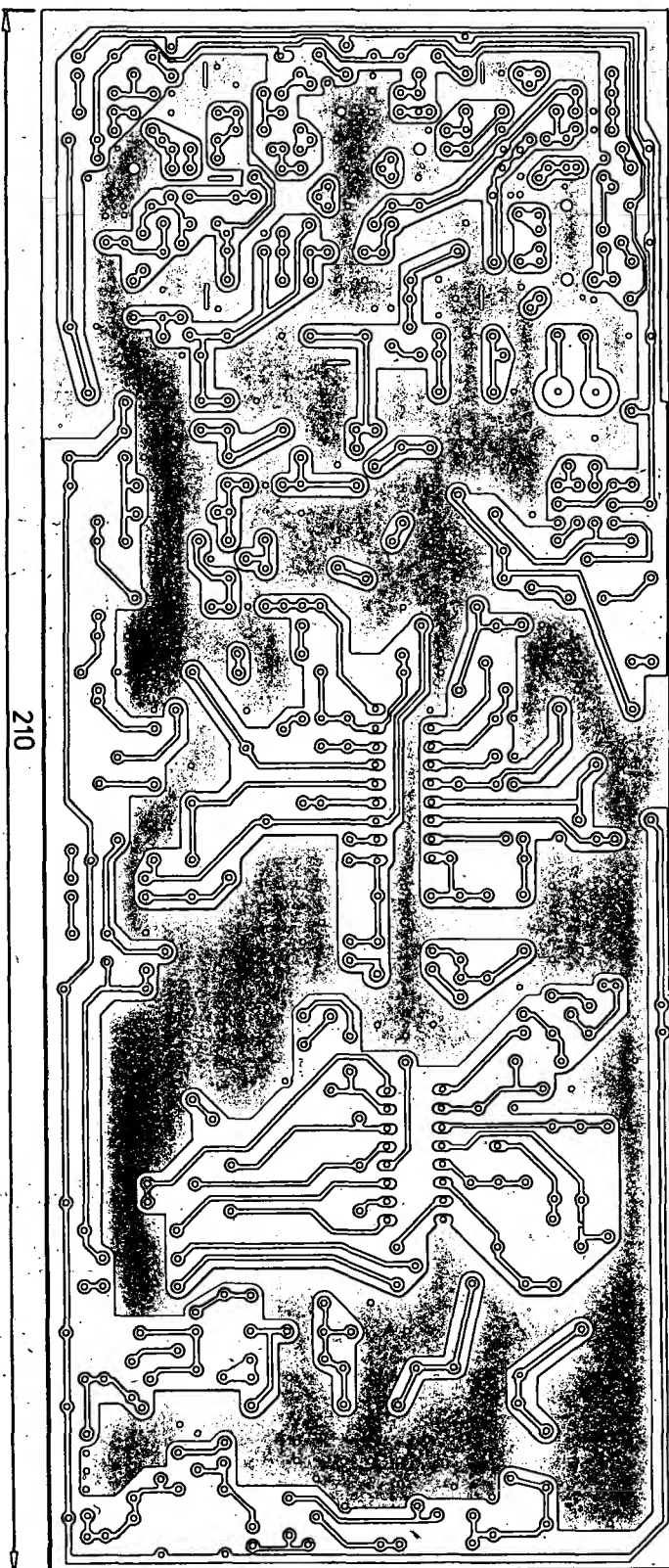
R ₂₀ 220 Ω R ₂₁ , R ₄₃ , R ₄₆ , R ₅₂ 100 Ω R ₂₆ , R ₃₂ 18 kΩ R ₂₇ 56 Ω R ₃₀ , R ₁₀₀ , R ₁₀₈ 8,2 kΩ R ₃₅ , R ₅₁ 560 Ω R ₃₆ , R ₉₀ , R ₉₁ , R ₁₁₆ 4,7 kΩ R ₃₈ 470 Ω R ₃₉ , R ₄₇ , R ₅₃ , R ₅₉ 330 Ω R ₄₀ 82 kΩ R ₄₂ , R ₅₄ 820 Ω R ₄₄ , R ₈₉ , R ₉₂ 5,6 kΩ

R ₄₅ , R ₇₂ , R ₇₈ , R ₁₁₁ 3,3 kΩ R ₄₈ 820 Ω R ₄₉ 4,7 Ω R ₅₅ 47 Ω R ₅₆ , R ₇₀ , R ₇₁ , R ₇₇ 2,2 kΩ R ₅₇ 1 MΩ R ₆₀ , R ₆₁ , R ₈₇ TP 011 10 kΩ R ₆₂ , R ₁₁₅ 1 kΩ R ₆₃ 100 kΩ R ₆₈ , R ₆₉ 6,8 kΩ R ₇₄ , R ₉₆ , R ₁₀₃ 27 kΩ R ₇₅ 680 kΩ R ₇₆ 180 kΩ R ₈₀ , R ₁₁₃ 82 Ω

R ₈₂ TP 011 4,7 kΩ R ₈₃ 150 Ω R ₈₈ , R ₁₀₁ , R ₁₀₉ 1,2 kΩ R ₈₈ , R ₉₃ 33 kΩ R ₉₄ , R ₁₀₂ 270 kΩ R ₉₅ , R ₉₇ , R ₁₀₄ , R ₁₀₅ 56 kΩ R ₉₈ , R ₁₀₆ 1 MΩ R ₉₉ , R ₁₀₇ 120 kΩ R ₁₁₀ 12 kΩ R ₁₁₄ 22 kΩ
--

Převážná většina kondenzátorů je keramických - plochých.

C ₁ , C ₂ , C ₄ až C ₇ , C ₉ , C ₁₀ , C ₁₁ , C ₁₃ , C ₁₄ , C ₁₆ až C ₁₈ , C ₂₀ , C ₂₂ , C ₄₂ 1 nF, TK 744 C ₃ , C ₈ , C ₁₅ , C ₂₁ , C ₂₉ , C ₉₃ 10 nF, TK 744 C ₁₂ 33 nF, TK 744



Obr. 67. Desky s plošnými spoji U230 a rozmístění součástek modulu F

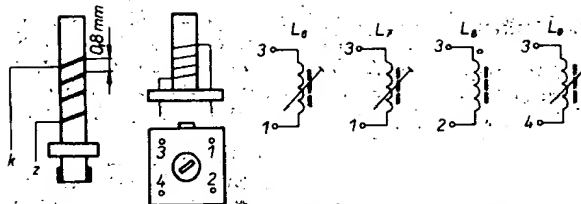
C ₁₉	2,7 pF, TK 754
C ₂₃	2,2 pF, TK 755
C ₂₄	82 pF, TK 754
C ₂₅	5,6 pF, TK 754
C ₂₆ , C ₅₀ , C ₆₆	2 μF, TE 005
C ₆₇ , C ₈₃ , C ₉₀	10 nF, TK 783
C ₂₈	56 pF, TK 754
C ₃₀ , C ₃₈ , C ₃₉ , C ₄₀	22 nF, TK 744
C ₄₁ , C ₄₃ , C ₄₈	4,7 pF, TK 754
C ₃₁	15 pF, TK 754
C ₃₂	100 pF, TK 754
C ₃₃ , C ₃₅ , C ₆₃	3,9 pF, TK 754
C ₃₄	68 pF, TK 754
C ₃₆	1 nF, TC 281
C ₃₇	68 nF, TK 783
C ₄₄ , C ₄₅	33 nF, TK 783
C ₄₇ , C ₄₈	2 μF, TE 986
C ₄₉	33 pF, TK 754
C ₅₁ , C ₅₉	100 μF, TE 984
C ₅₂ , C ₆₈	8,2 pF, TK 754
C ₅₃ , C ₉₄	22 nF, TK 744
C ₅₄	470 pF, TC 281
C ₅₅ , C ₅₆	1,8 nF, TC 281
C ₅₇	820 pF, TC 281
C ₆₀	330 nF, TC 215
C ₆₁	10 μF, TE 003
C ₆₂	5 μF, TE 004
C ₆₄ , C ₇₁	470 nF, TC 215
C ₆₅	50 μF, TE 004
C ₆₉	47 nF, TC 217
C ₇₀ , C ₇₄	220 pF, TK 754
C ₇₂ , C ₇₃	220 nF, TC 215
C ₇₅ , C ₇₆	10 nF, TC 217
C ₇₇ , C ₈₄	4,7 nF, TC 281
C ₇₈ , C ₈₅	680 pF, TC 281
C ₇₉ , C ₈₁	150 pF, TK 754
C ₈₆ , C ₈₈	75 pF, TK 754
C ₈₀ , C ₈₂	100 nF, TK 783
C ₈₇ , C ₈₉	100 nF, TK 783
C ₉₁ , C ₉₂	100 nF, TK 783

Místo elektrolytických kondenzátorů řady TE98, je možné použít kondenzátory z řady TFO.

Provedení cívek a počty závitů jsou na obr. 68.

Polovodičové součástky

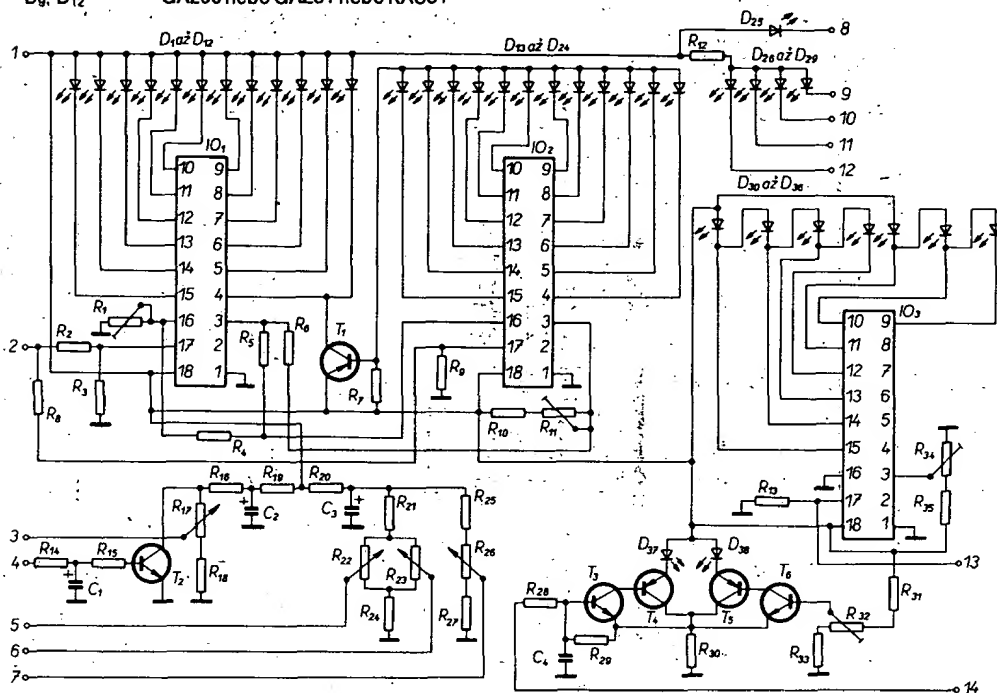
IO ₁	A225D nebo TDA1047
IO ₂	UL1621N nebo TCA4500A
IO ₃	MAA723
T ₁ , T ₃	KF910
T ₂	KC237B
T ₄ , T ₈ , T ₉ , T ₁₁	KC238B
T ₅	KF125
T ₆ , T ₇	KF173
T ₁₀	KC308B



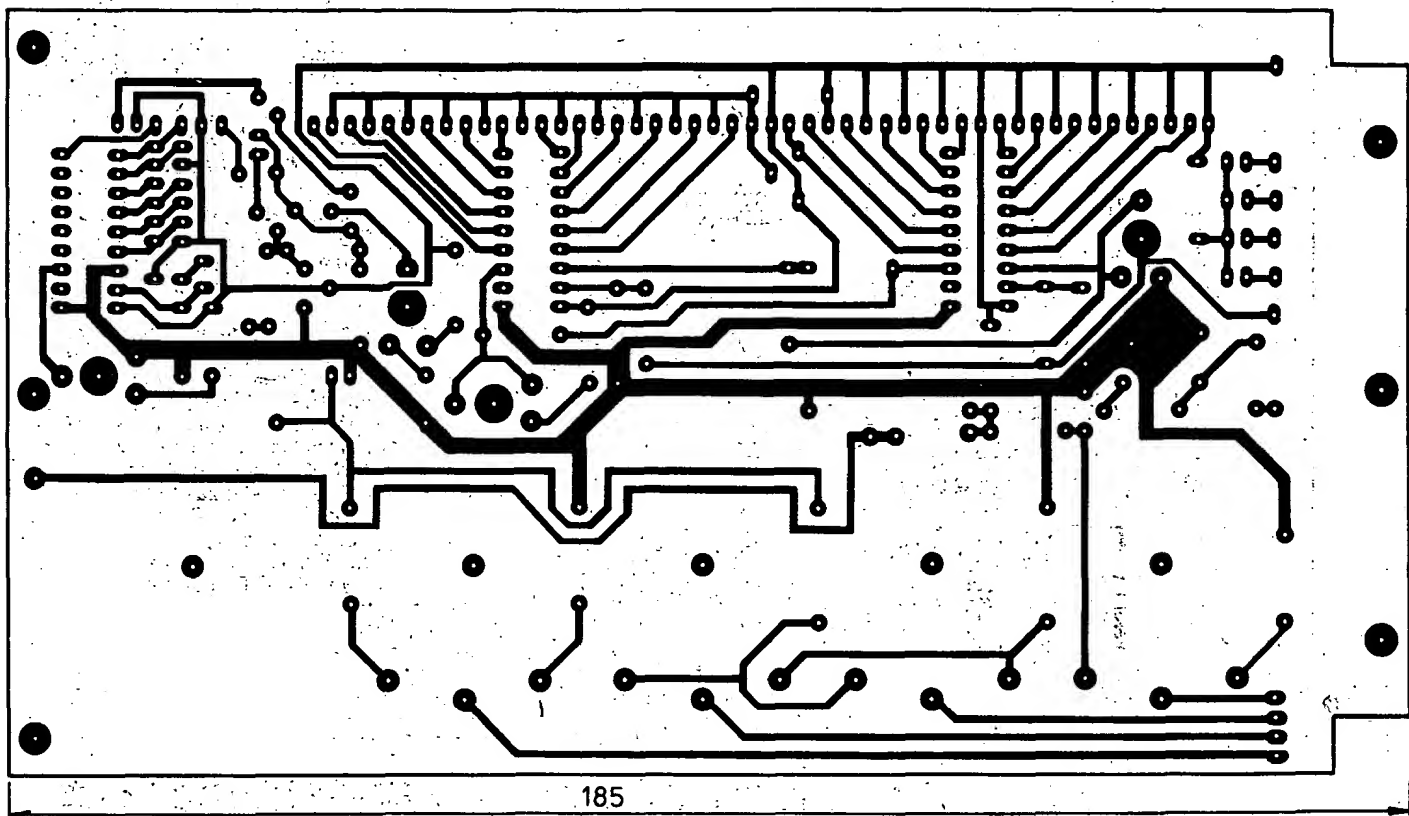
Kostička o \varnothing 4 mm, jádro M3,5×0,5×8 mm, hmota N01P, $L_1 = 10$ z, 0,5 mm CuT, stoupání 0,8 mm, pravotoč., $L'_1 = 3/4$ z, 0,5 mm CuT u dolní konce vinutí; $L_2 = L_3 = L_4 = 10$ z, 0,5 mm CuT, stoupání 0,8 mm, pravotoč., všechny s jádrem 205 536 304 508, L_5, L_7 – kostra a kryt z mf transformátorů FM pro autophijlmače, jádro M4×0,5×12 mm, kryt dvojitý s přepážkou, $L_6 = L_7 = 25$ z, 0,125 mm CuT; L_8, L_9 – jádro, kostička, kryt jako L_6, L_7 ; $L_{10} = L_9 = 8$ z, 0,125 mm CuT; typové označení kostičky 1PA26052, vývody 1PA49410, kryt 1PF69817 dvojitý (s přepážkou), L_{10} – kostra, jádro, kryt jako L_1 na obr. 65, 102 z, 0,1 mm CuL, 215 μH; L_{11}, L_{12} – hrníčkové jádro o \varnothing 14 mm, hmota H20, $A_L = 160$ nH/z, $L_{11} = L_{12} = 790$ z, 0,1 mm CuL, 100 mH.

T ₁₂ , T ₁₃	KC239F
D ₁ , D ₂ , D ₄	KB109G
D ₅ , D ₆	KZ141 nebo KZ2605V1
D ₇ , D ₈ , D ₁₀ , D ₁₁	KA206 nebo 1N4148
D ₉ , D ₁₂	GA206 nebo GAZ51 nebo KAS31

Jednotka VKV je umístěna v plechovém krytu (obr. 87), zhotoveném z pocínovaného plechu o \varnothing 0,5 mm. Zapojení modulu F je na obr. 66 a deska se spojí na obr. 67.



Obr. 69. Zapojení modulu F



Modul O – indikace a ovládání

Zapojení modulu O je na obr. 69 a deska s plošnými spoji na obr. 70. Na modulu je umístěna stupnice s LED, indikátor síly pole s LED, indikátor rozladění, indikátor stereo, potenciometry hlasitosti, výšek, hloubek, vyvážení a ladící převod z rozbraného kanálového voliče „Hopt“ (použitý v televizních přijímačích ORAVA 236, ARAMIS, který je občas ke koupě v prodejnách s použitým zbožím). Přes tento převod je ovládán potenciometr ladícího napětí.

Stupnice pro indikaci přijímaných vysilačů je tvořena 24 svítivými diodami D_1 až D_{24} , integrovanými obvody IO_1 , IO_2 a tranzistorem T_1 , který zhasí D_{12} , když svítí D_{13} . Při vypuštění tohoto tranzistoru by jinak svítily obě diody. Referenční napětí je nastaveno rezistory $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7, R_8, R_9$ na vývod 2 modulu O a přes R_2, R_3 na vstup IO_1 , přes R_8, R_9 na vstup IO_2 . Druhým funkčním celkem je

indikátor síly pole, IO_3 , se svítivými diodami D_{30}, D_{31} (červené), D_{32}, D_{33} (žluté) a D_{34}, D_{35}, D_{36} (zelené). Referenční napětí je nastaveno rezistory R_{34}, R_{35} . Signál je přiveden na indikátor přes vývod 13 modulu O.

Diody D_{26} až D_{29} indikují zvolený vlnový rozsah (VKV, KV, SV a DV). Třetím funkčním celkem na modulu O je indikátor rozladění. Svítivá dioda D_{37} indikuje rozladění k nižším kmitočtům a D_{38} rozladění k vyšším kmitočtům než na jakém vysílá požadovaná naladěná stanice. Svítivé diody jsou řízeny diferenciálním zesilovačem T_3 až T_6 . Řídící napětí pro indikátor je přiváděno přes vývod 14 modulu O z vývodu 5 IO_1 na modulu F.

Posledním funkčním celkem jsou ovládací potenciometry R_{17} (hlasitost), R_{22} (výšky), R_{23} (hloubky) a R_{26} (vyvážení). Tranzistor T_2 zkracuje řídicí napětí pro hlasitost při přepínání mžikového kontaktu na bloku předvoleb a tím umlčuje nf zesilovač. Kondenzátorem C_1 je určena doba, po níž zesilovač „nabíhá“ na původně nastavenou hlasitost.

Postup nastavení

Na vývod 1 modulu O připojíme napětí 15 V. Na vývod 2 připojíme proměnné napětí 0,5 až 28 V. Při napětí 0,5 V nastavíme trimrem R_1 rozsvícení D_1 . Přepneme na 28 V a trimrem R_{11} nastavíme rozsvícení D_{24} . Poté měníme ladící napětí od 0,5 V do 28 V a sledujeme, rozsvěcují-li se jednotlivé svítivé diody (závislost by měla být lineární). Na vývod 13 modulu O přivedeme napětí 0 až 3 V a sledujeme rozsvícení svítivých diod D_{30} až D_{36} . Podle potřeby můžeme měnit citlivost indikátoru trimrem R_{11} . Před nastavením indikátoru rozladění si zjistíme napětí na vývodu 5 IO_1 modulu F při vyladěné stanici ($V_{ADK} = 0$). Toto napětí přivedeme z vnějšího zdroje na vývod 14 modulu O a trimrem R_{32} zatočíme tak, aby nesvítily ani D_{37} ani D_{38} .

Před připojením ovládacích potenciometrů k modulu S zkontrolujeme napětí na vývodu 3 modulu O, které by mělo být v rozsahu 0,5 V až 4,8 V, na vývodech 5 a 6 v rozsahu 1,8 V až 9,5 V a na vývodu 7 v rozsahu 0,9 až 9,8 V. Jako poslední ověříme funkci T_2 . Na kolektor T_2 připojíme ss voltmetr a napětí na něm by mělo být 4,8 V. Po připojení napětí 15 V na vývod 4 modulu O se toto napětí zmenší na 0,2 V. Po odpojení napětí 15 V z vývodu 4 se napětí na kolektoru T_2 pomalu zvětší na původních 4,8 V.

Všechny použité rezistory jsou typu TR 212, odporové trimry jsou typu TP 012.

R_1, R_{32}	4,7 k Ω	R_{13}, R_{31}, R_{33}	10 k Ω
R_2, R_8	39 k Ω	R_{15}	47 k Ω
R_3	15 k Ω	R_{17}, R_{22}	10 k/N,
R_4	6,8 k Ω	R_{23}, R_{26}	TP 280, 32E
R_5, R_{24}	1,2 k Ω	R_{21}	1,8 k Ω
R_6	8,2 k Ω	R_{25}	2,7 k Ω
R_7	68 Ω	R_{28}	100 k Ω
$R_9, R_{14}, R_{16}, R_{35}$	22 k Ω	R_{29}	1 M Ω
R_{10}	56 k Ω	R_{30}	270 Ω
R_{11}	47 k Ω	R_{34}	10 k Ω
R_{12}, R_{18}, R_{19}	1 k Ω		
R_{20}, R_{27}	1 k Ω		

Kondenzátory

C_1	1 μ F, TE 988
C_2, C_3	100 μ F, TE 984
C_4	100 nF, TK 783

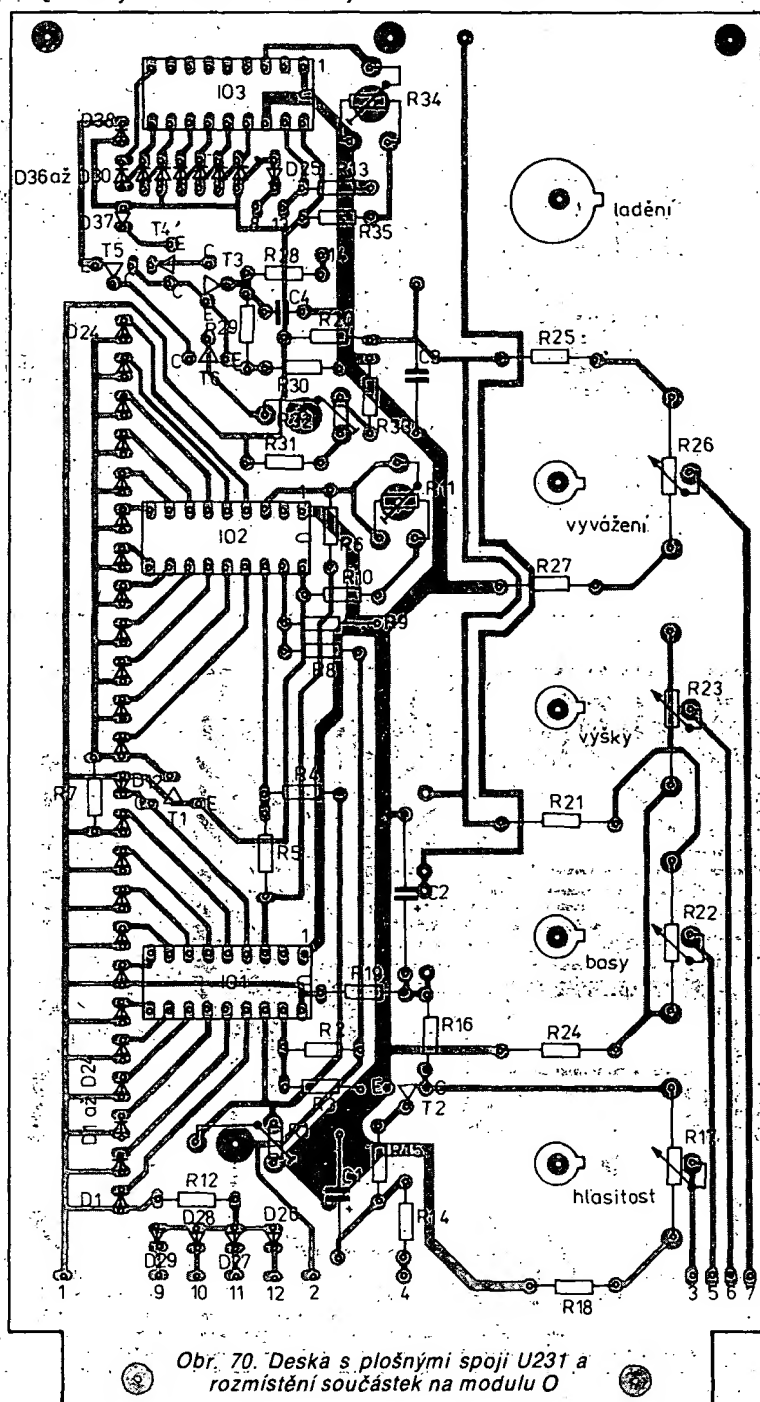
Polovodičové prvky

D_1 až D_{24}		D_{32}, D_{33}	LQ1512
D_{34} až D_{36}	LQ1812	D_{37}, D_{38}	LQ1102
D_{25}, D_{26}, D_{29}	LQ1112	T_1, T_4, T_5	KC308B
D_{27}	LQ1712	T_2, T_3, T_6	KC238B
D_{28}	LQ1412	IO_1 až IO_3	A277D
D_{30}, D_{31}	LQ1212		

Modul P – předzesilovač a elektronický přepínač

Modul P je sestaven ze čtyř funkčních celků – předzesilovače pro magnetickou přenosku, oddělovacího zesilovače, elektronického přepínače, a vazebního zesilovače.

Předzesilovač pro magnetickou přenosku zaručuje kmitočtový průběh podle RIAA. Dále si popíšeme zpracování signálu v jednom kanálu. Signál z magnetické vložky je připojen na konektor K_2 , při krystalové vložce je nutné vložku zapojit do konektoru K_1 , který je s K_2 propojen rezistorem R_3 . R_1, R_2 jsou zakončovací rezistory krystalové vložky. Podobně R_5, R_6 jsou zakončovací rezistory pro magnetickou vložku. Signál z K_2 je veden přes protihlukový filtr C_1, C_2, R_7 a oddělovací rezistor R_8 na vstup IO_1 . Kondenzátor C_{28} potlačuje ví signály (dlouhovělné a středovělné stanice). Mezi výstup IO_1 a jeho druhý vstup je zapojena zpětná vazba $R_{15}, R_{17}, R_{19}, C_7, C_9$. Pracovní bod IO_1 lze



Obr. 70. Deska s plošnými spoji U231 a rozmístění součástek na modulu O

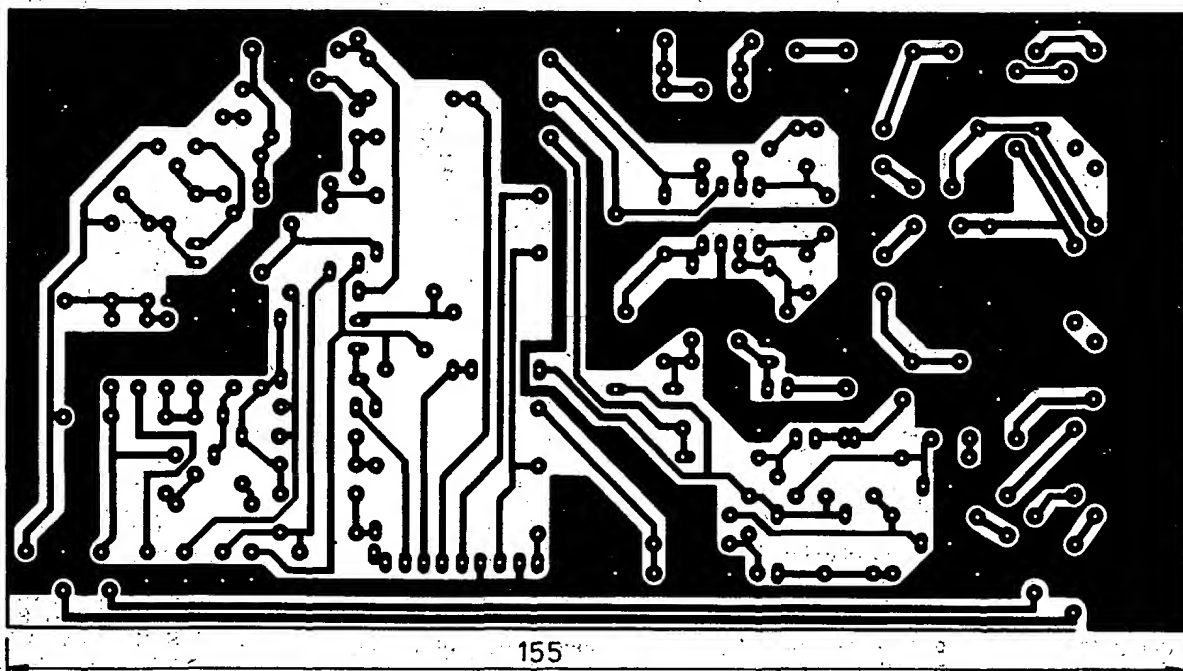
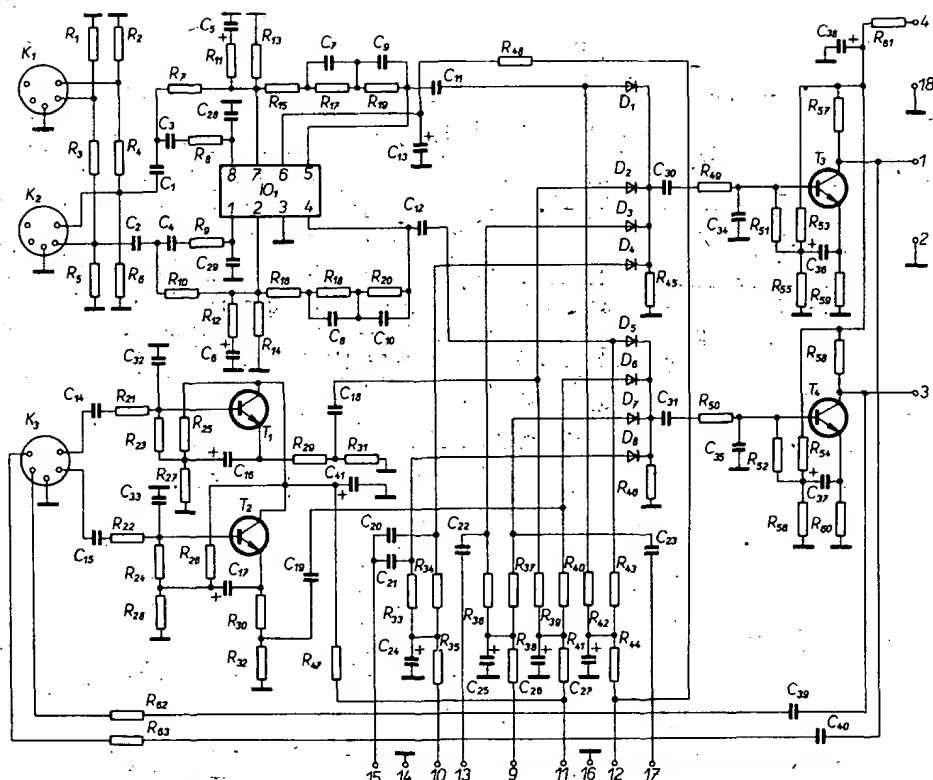
Obr. 71. Zapojení modulu P

ovlivnit rezistorem R_{13} a zesílení rezistorem R_{11} . Z výstupu IO_1 je signál veden přes C_{11} na vstup elektronického přepínače. Oddělovací zesilovač slouží k oddělení vstupu magnetofonu při přehrávání od elektronického přepínače. Signál je přes C_{14} a R_{21} veden do báze T_1 . Kondenzátor C_{32} zkratuje vř signály podobně jako C_{28} . Pracovní bod T_1 je nastaven rezistory R_{23} a R_{25} . Signál je odebrán z emitorového děliče R_{26} a R_{31} a přes C_{18} přiveden na elektronický přepínač signálů.

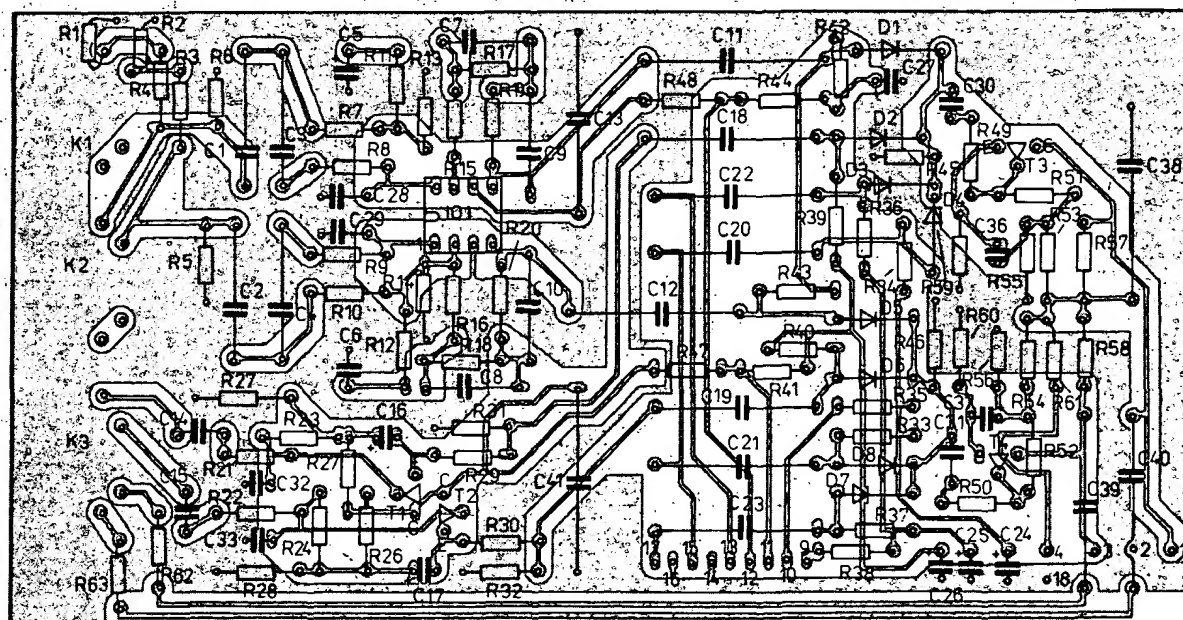
Elektronický přepínač signálů je diodový. D_1 a D_5 vedou při připojení napětí 15 V na vývod 12 modulu P. Průtokem proudu přes R_{44} a R_{42} se na R_{45} vytvoří úbytek napětí, kterým jsou ostatní diody uzavřeny. Současně je přes R_{48} přivedeno napětí na předzesilovač magnetické přenosky.

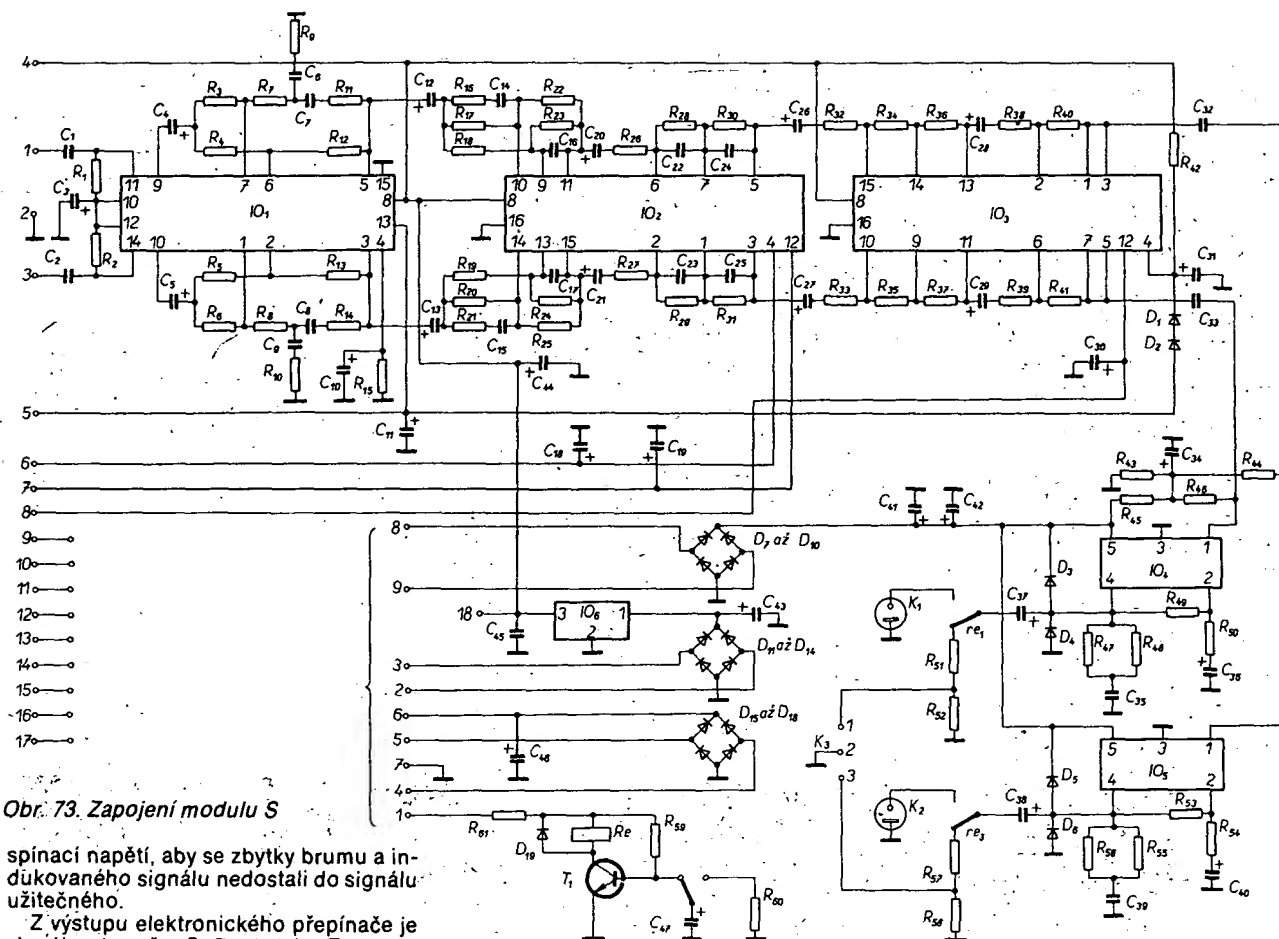
V celém přijímači platí, že nefunkční obvody nemají napájecí napětí.

Po připojení napětí na vývod 11 modulu P se sepnou D_2 a D_6 a oddělovací zesilovač dostane napájecí napětí, takže je připojen magnetofonový vstup K_3 . Vývod 10 je napájen z modulu A, takže diody D_4 a D_8 vedou při sepnutí tlačítka KV, SV nebo DV. Diody D_3 a D_7 vedou při VKV. Kondenzátory C_{20} a C_{21} jsou oddělovací při KV, SV nebo DV a C_{22} , C_{23} při VKV. C_{24} , C_{25} , C_{26} a C_{27} filtrují



Obr. 72. Deska s plošnými spoji U232 a rozmístění součástek modulu P





Obr. 73. Zapojení modulu S

spínací napětí, aby se zbytky brumu a indukovaného signálu nedostali do signálu užitečného.

Z výstupu elektronického přepínače je signál veden přes C_{30} a R_{49} do báze T_3 vazebního zesilovače. Aby nepronikl vř signál do tohoto zesilovače, je do báze zapojen C_{34} . Pracovní bod vazebního zesilovače je nastaven R_{51} , R_{53} , R_{55} , R_{59} . Zesílení zesilovače lze měnit změnou poměru R_{57} : R_{59} . Z výstupu je signál veden do vstupu koncového zesilovače na modulu S a na K_3 přes C_{40} a R_{63} (vstup pro nahrávání).

Zapojení modulu P je na obr. 71 a deska s plošnými spoji na obr. 72. Držák konektorů je na obr. 76. Po připojení napětí 15 V do bodů 4 a 12 připojíme na výstup 1 milivoltmetr a na K_2 připojíme tónový generátor. Nastavíme jeho výstupní napětí na 2 mV při 1 kHz a zjistíme výstupní napětí. Při kontrole kmitočtové charakteristiky udržujeme konstantní vstupní napětí a kontrolujeme, odpovídá-li kmitočtová charakteristika charakteristice RIAA. Pokud je tomu tak, přepojíme generátor na K_3 a zkontrolujeme kmitočtovou charakteristiku oddělovacího zesilovače. Před kontrolou je nutné napětí 15 V z vývodu 12 přepojit na vývod 17. Dále po připojení 15 V z vývodu 11 na vývod 10 a připojení generátoru do bodu 15 kontrolujeme vstup AM a při napětí 15 V na vývodu 9 a generátoru na vývodu 17 kontrolujeme vstup VKV.

Všechny rezistory jsou typu TR 212.

R_1, R_2	56 k Ω	R_{31}, R_{32}	6,8 k Ω
R_3, R_4	1,2 M Ω	R_{33}, R_{34}, R_{36}	
R_5, R_6, R_{23}, R_{24}		R_{37}, R_{39}, R_{40}	
R_{51}, R_{52}	47 k Ω	R_{42}, R_{43}	68 k Ω
R_7, R_{10}	180 k Ω	R_{35}, R_{38}	
R_8, R_9	470 Ω	R_{41}, R_{44}	4,7 k Ω
R_{11}, R_{12}	270 Ω	R_{45}, R_{46}	150 k Ω
R_{13}, R_{14}	33 k Ω	R_{47}	1 k Ω
R_{15}, R_{16}	680 Ω	R_{48}	100 Ω
R_{17}, R_{18}		R_{53}, R_{54}	560 k Ω
R_{49}, R_{50}	22 k Ω	R_{55}, R_{56}	270 k Ω
R_{19}, R_{20}, R_{21}		R_{57}, R_{58}	3,9 k Ω
R_{22}, R_{25}, R_{26}	220 k Ω	R_{59}, R_{60}	3,3 k Ω
R_{27}, R_{28}	680 k Ω	R_{61}	1 k Ω
R_{29}, R_{30}	5,6 k Ω	R_{62}, R_{63}	470 k Ω

Kondenzátory	
C_1 až C_4	100 nF, TC 215
C_5, C_6	50 μ F, TE 004

C_7, C_8	3,9 nF, TC 281
C_9, C_{10}	12 nF, TC 218
C_{11}, C_{12}, C_{18}	
C_{19}, C_{20}, C_{21}	470 nF, TC 215
C_{22}, C_{23}	100 μ F, TF 010
C_{13}, C_{38}, C_{41}	
C_{14}, C_{15}	22 nF, TK 744
C_{30}, C_{31}	
C_{16}, C_{17}	2 μ F, TE 005
C_{36}, C_{37}	
C_{24}, C_{25}	5 μ F, TE 004
C_{26}, C_{27}	
C_{28}, C_{29}	
C_{32} až C_{35}	100 pF, TK 754
C_{39}, C_{40}	470 nF, TC 215

Polovodičové součástky

D_1 až D_8	KA136 nebo KA206
T_1 až T_4	KC239B nebo KC508
IO_1	BM387 (LM387)

Máme-li konektory pro plošné spoje, lze je zapájet přímo do desky s plošnými spoji. Jinak je nutné použít „vaničku“ a do ní umístit konektory 6AF 28221. Deska P je připevněna kolmo k desce S a s ní propojena drátovými spojkami. Všechny spoje (kromě přívodu signálu z modulu A a F) jsou zhotoveny nestíněnými vodiči.

Modul S-koncový zesilovač a napájecí zdroj

Modul S je sestaven ze tří funkčních celků – korekčního zesilovače, koncového zesilovače a napájecího zdroje. Zapojení je na obr. 73 a deska se spoji na obr. 74.

Signál z modulu P je veden do korekčního zesilovače přes C_1 na vývod 11 IO_1 a z výstupu (vývod 9 IO_1) zesilovače vyvážení přes C_4 na korekční člen fyziologické regulace. Regulace vyvážení v prvním zesilovači byla vypuštěna, vzhledem k tomu, že při plném zesílení (regulátor hlasitosti na maximum) nepracuje, tzn. že regulace vyvážení je závislá na nastavení

hlasitosti. Korekční člen fyziologické regulace hlasitosti je tvořen obvodem R_7 , C_6 , R_9 , C_7 , R_{11} . Fyziologickou regulaci je možné odpojit odpojením rezistoru R_{15} od vývodu 4 IO_1 . Hlasitost se v daném zapojení reguluje dvoustupňově, v prvním stupni změnou napětí na vývodu 13 IO_1 . Z výstupu regulátoru hlasitosti (vývod 5 IO_1) je signál veden do obvodu regulace výšek. Rezistor R_{16} omezuje zdůraznění výšek. Z výstupu regulátoru výšek (vývod 11 IO_2) je signál přes C_{20} veden do korektoru hloubek R_{28} , C_{22} , R_{30} , C_{24} . Kondenzátorem C_8 je omezen přenos vysokých kmitočtů. Výšky se regulují změnou napětí na vývodu 12 IO_2 , hloubky změnou napětí na vývodu 4 IO_2 . Z výstupu korektoru hloubek je signál veden přes C_{26} , R_{32} na obvod vyvážení R_{34} , R_{36} , tj. na vývody 13, 14, 15 IO_3 . Činnost tohoto obvodu vyvážení není závislá na nastavení hlasitosti. Vyvážení se řídí změnou napětí na vývodu 12 IO_3 . Z výstupu regulátoru vyvážení je signál veden na druhý regulátor hlasitosti R_{38} , R_{40} , který je ovládán napětím na vývodu 4 IO_3 . Diody D_1 , D_2 posouvají začátek regulace hlasitosti v IO_3 . Toto zapojení korekčního zesilovače má hlavní výhodu ve zlepšeném odstupu rušivých signálů, ve větším rozsahu regulace hlasitosti a v nezávislosti regulace vyvážení na poloze regulátoru hlasitosti.

Signál z výstupu (vývody 1 a 3 IO_3) je veden přes C_{32} do koncového zesilovače IO_4 . Vzhledem k tomu, že uvedený IO je určen pro symetrické napájení, je nutné na vstup 1 IO_4 dodat poloviční napájecí napětí. To je vytvořeno pro oba koncové stupně (IO_4 a IO_5) společným děličem R_{43} , R_{45} . Odpor rezistorů tohoto děliče by měl být vybrán s přesností 1 %. Vstupy

jsou od děliče odděleny rezistory R_{44} a R_{45} , které mají mít co největší odpor, aby se nezvětšovaly přeslechy mezi oběma kanály. Zesílení koncového stupně zesilovače je dáno poměrem $R_{49}:R_{50}$. Stupeň zpětné vazby ovlivňuje i zkreslení koncového stupně. Po zesílení je signál z vývodu 4 IO_4 veden přes C_{37} na kontakt relé, které je v klidové poloze přepnuto na dělič R_5 R_{52} – výstup na sluchátka. Při sepnutém relé je výstup připojen na reproduktorový konektor K_1 . Proti vf kmitání je na výstupu připojen Boucherotův člunek $R_{47}R_{48}C_{36}$. IO je proti napěťovým špičkám na zátěži chráněn diodami D_3D_4 , které musí reagovat velmi rychle, aby zachytily i rychlé změny špičkového napětí.

Součástí zesilovače je i obvod pro zpožděné spínání zesilovače $T_1 - Re$, D_{19} , R_{59} , C_{47} , R_{60} , R_{61} . Doba zpožděného sepnutí je dána časovou konstantou $R_{59}C_{47}$ a je

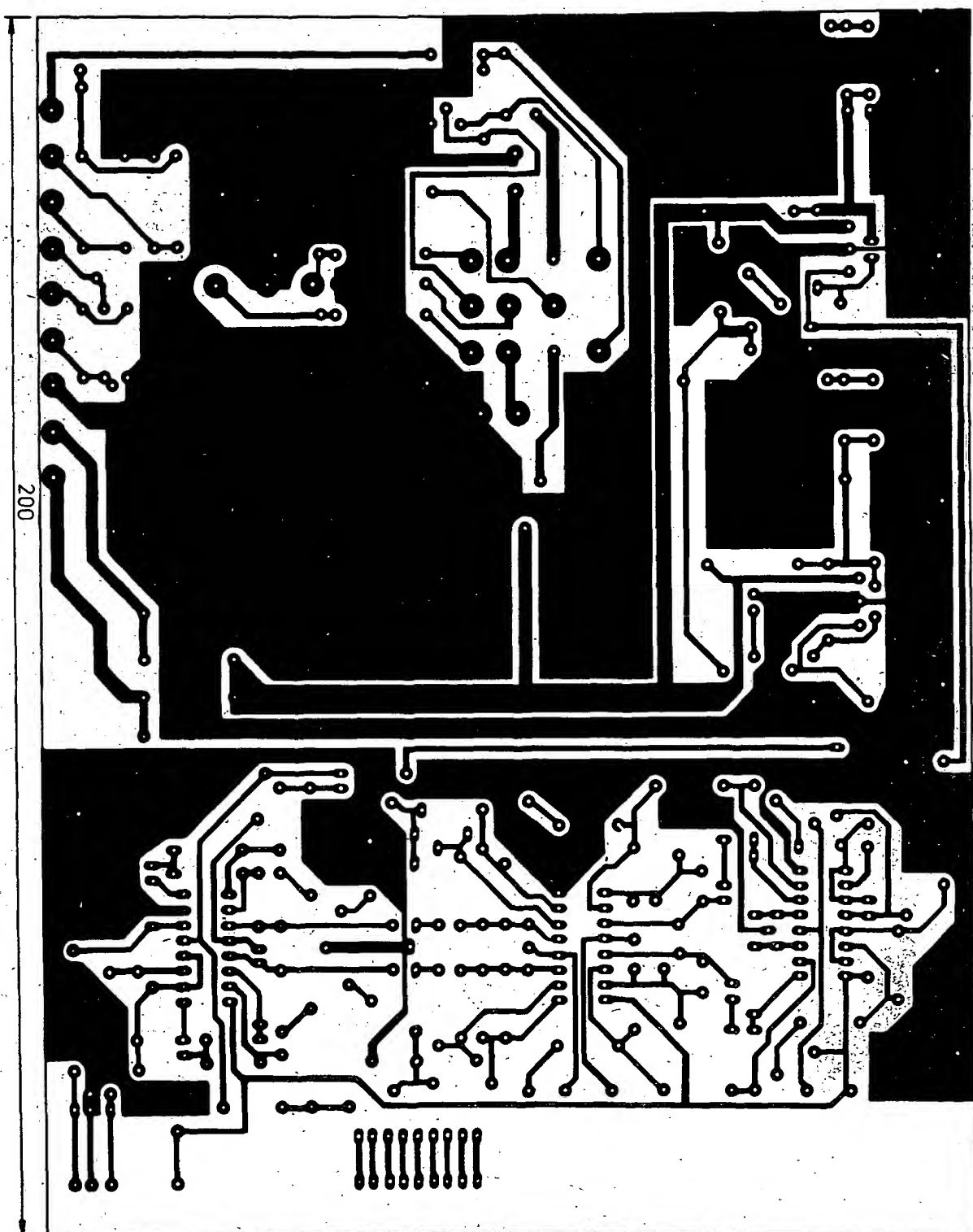
asi 4 s. Rezistor R_{60} vybíjí C_{47} , takže je možné ihned po vypnutí zesilovač znovu zapnout, aniž by se vyskytly rušivé jevy. Připojování reproduktoru kontakty relé zabezpečuje, že se po zapnutí neozvou z reproduktorů rušivé zvuky, které vznikají při ustalování poměrů v napájecích zdrojích.

Poslední částí modulu S je napájecí zdroj. K napájení koncových zesilovačů slouží můstkový usměrňovač D_7 až D_{10} s filtračními kondenzátory C_{41} a C_{42} , k napájení ostatních funkcí celků slouží můstkový usměrňovač D_{11} až D_{14} s filtračním kondenzátorem C_{43} a stabilizátorem IO_6 , který je upevněn na zadní stěně skříně vedle chladiče koncových stupňů.

Pro stabilizátor ladicího napětí na modulu F je určen zdroj s můstkovým usměrňovačem D_{15} až D_{18} a filtračním kondenzátorem C_{46} .

Postup kontroly a nastavení

Nejprve ke zdroji připojíme síťový transformátor a voltmetrem zkontrolujeme napětí na výstupech jednotlivých zdrojů. Poté připojíme na K_1 i K_2 zatěžovací rezistory s odpory 4Ω a zkontrolujeme funkci obvodu relé. Na zatěžovací rezistory připojíme nf milivoltmetr. Pozor – zem konektoru musí být shodná se zemí milivoltmetru, jinak zničíme IO_4 a IO_5 . Nf generátor připojíme na C_{33} a zkontrolujeme kmitočtovou charakteristiku IO_4 , která by měla být rovná alespoň do 20 kHz. Pak vytočíme regulátor hlasitosti naplno, regulátory hloubek a výšek dáme do středu a rovněž i regulátor vyvážení. Nf generátor přepojíme na vstup 1 modulu S a kontrolujeme kmitočtovou charakteristiku v pásmu 10 Hz až 25 kHz. Změnou polohy regulátoru vyvážení můžeme zkontroló-



vat jeho činnost a rovněž i činnost regulátoru hloubek a výšek.

Poznámky k součástkám a konstrukci

Na pozici D₃ až D₆ je bezpodmínečně nutné použít rychlé diody 1 A. IO₁ a IO₅ jsou připevněny na společném chladiči (obr. 75), na němž jsou upevněny i konektory K₁ a K₂. Sluchátkový konektor je připojen k zesilovači přes konektor K₃ a napětí ze síťového transformátoru je přivedeno přes konektor K₄.

Převážná většina rezistorů je typu TR 212.

R ₁ , R ₂	270 kΩ	R ₁₂ , R ₁₃ , R ₃₂ až R ₃₇	
R ₃ , R ₆ , R ₅₉	18 kΩ	R ₄₀ , R ₄₁	120 kΩ
R ₄ , R ₅	33 kΩ	R ₁₅	820 Ω
R ₇ , R ₈		R ₁₆ , R ₂₁	2,2 kΩ
R ₂₆ , R ₂₇	12 kΩ	R ₁₇ až R ₂₀	
R ₉ , R ₁₀	560 Ω	R ₂₂ až R ₂₅	39 kΩ
R ₁₁ , R ₁₄ , R ₄₂	10 kΩ	R ₂₈ , R ₂₉	180 kΩ

R ₃₀ , R ₃₁	12 kΩ	R ₄₇ , R ₄₈	
R ₃₈ , R ₃₉	68 kΩ	R ₅₅ , R ₅₆	2,2 Ω
R ₄₃ , R ₄₅	56 kΩ/1 %	R ₄₉ , R ₅₃	150 kΩ
R ₄₄ , R ₄₆	100 kΩ	R ₅₀ , R ₅₄	4,7 kΩ
R ₅₁ , R ₅₇	220 Ω, TR 152		
R ₅₂ , R ₅₈ , R ₆₀	100 Ω, TR 152		
R ₆₁	100 Ω, TR 212		

Kondenzátory

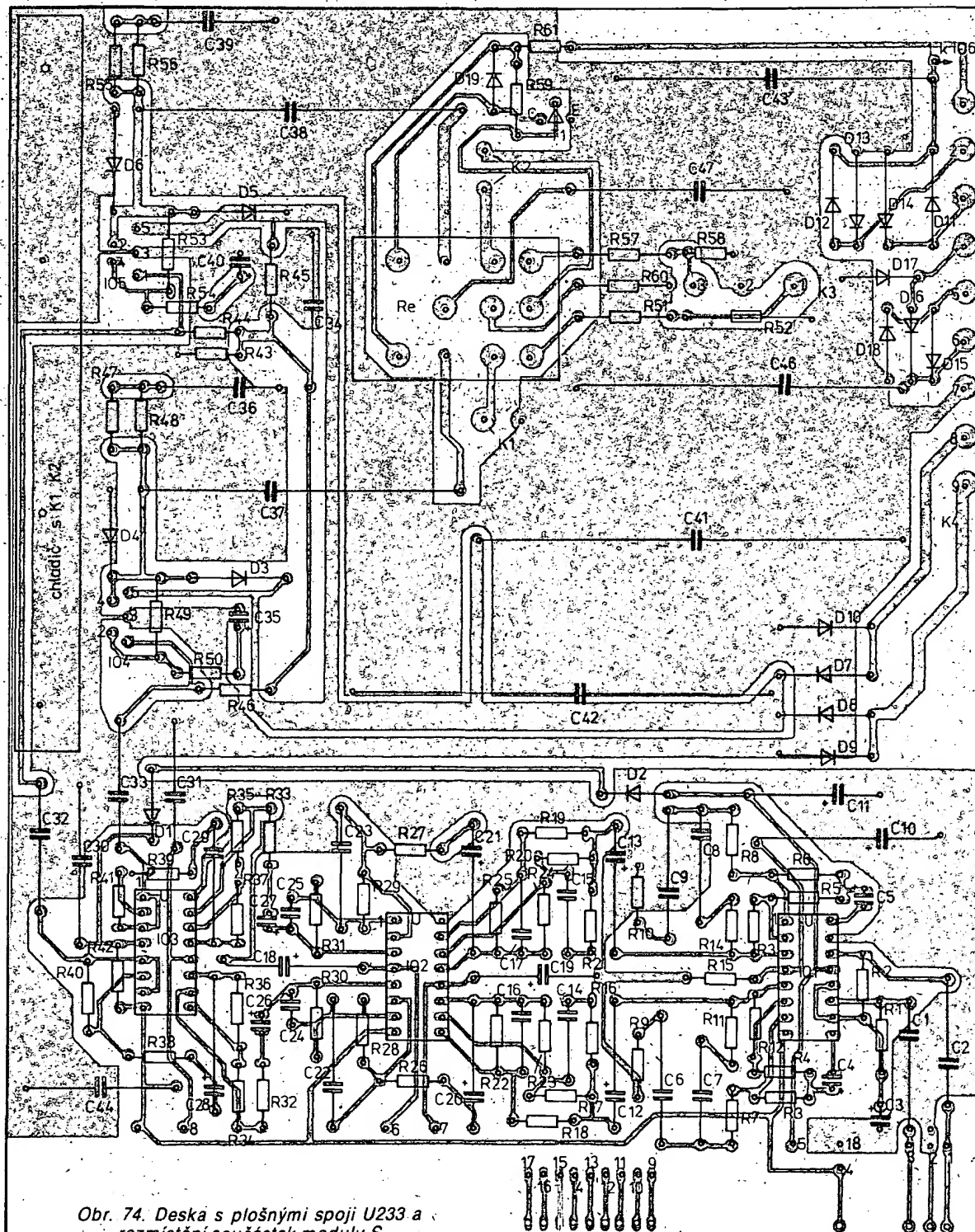
Místo kondenzátorů TC 281 je možné použít kondenzátory TGL 5155 a místo kondenzátorů řady TE 98, kondenzátory řady TF 0

C ₁ , C ₂ , C ₃₂ , C ₃₃	220 nF, TC 215
C ₃₆ , C ₃₉	50 μF, TE 002
C ₃	2 μF, TE 005
C ₄ , C ₅	15 nF, TC 218
C ₆ , C ₉	8,2 nF, TC 281
C ₇ , C ₈	500 μF, TE 980
C ₁₀	
C ₁₁ , C ₁₂ , C ₁₃	1 μF, TE 988
C ₁₈ , C ₁₉	

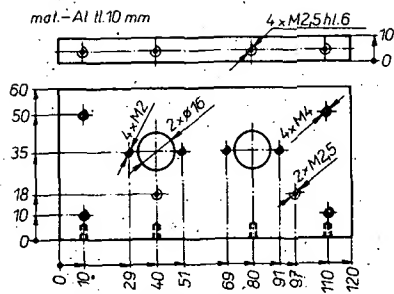
C ₂₀ , C ₂₁	1 μF, TE 988
C ₂₆ až C ₃₀	1,8 nF, TC 281
C ₁₄ až C ₁₇	33 nF, TC 235
C ₂₂ , C ₂₃	120 pF, TK 754
C ₂₄ , C ₂₅	50 μF, TE 984
C ₃₁	100 μF, TF 010
C ₃₄ , C ₄₄	5 μF, TE 004
C ₃₅ , C ₄₀	2,2 mF, TE 675
C ₃₇ , C ₃₈	2,5 mF, TE 676
C ₄₁ , C ₄₂	1 mF, TE 676
C ₄₃	22 nF, TK 744
C ₄₅	470 μF, TE 677
C ₄₆	2 mF, TE 981
C ₄₇	

Polovodičové součástky

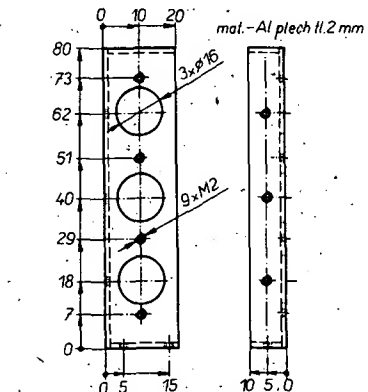
D ₁ , D ₂ , D ₁₉	KA206
D ₃ , D ₄ , D ₅ , D ₆	KY197
D ₇ až D ₁₀	IN5402
D ₁₁ až D ₁₄	KY132/150
D ₁₅ až D ₁₈	KY130/150
IO ₁	A273D
IO ₂ , IO ₃	A274D



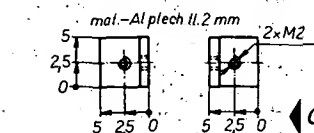
Obr. 74. Deska s plošnými spoji U233 a rozmístění součástek modulu S



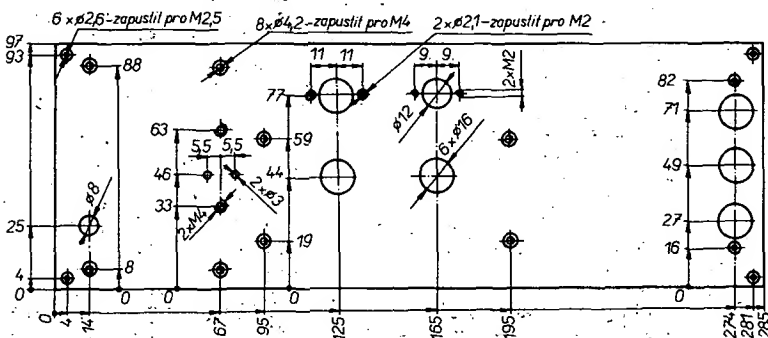
Obr. 75. Chladič modulu S



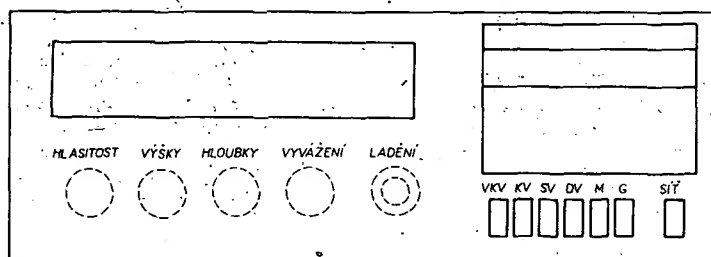
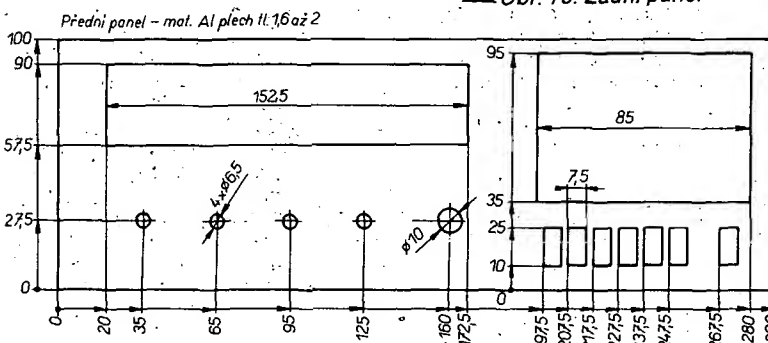
Obr. 76. Držák konektorů na modulu P



Obr. 77. Držák modulu P



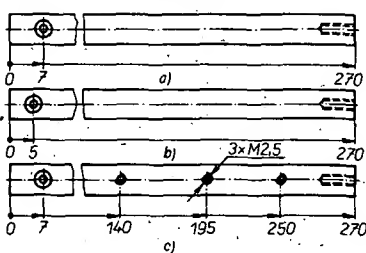
Obr. 78. Zadní panel



Obr. 79. Přední panel

IO₄, IO₅
IO₆
T₁
Re
K₁, K₂

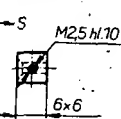
A2030D
MA7815
KC635 (KF507)
RP 700, 12 V 3P
(pro plošné spoje)
6AF 28230



Obr. 80. Držáky modulu 0, předvolby a bloku tlačítek

K₃ WK 18022
K₄ WK 18027

Jako samostatné celky jsou blok předvolby, blok přepínačů a síťový transformátor.

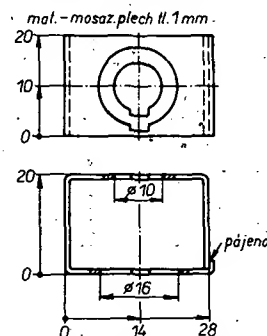


Obr. 81. Rozpěrné tyče

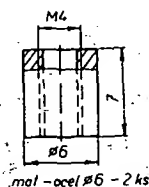
Blok předvolby TS 490 02 04 je převzat z BTVP Mánes, Oraván Color, zapojení v přijímači je na obr. 86.

Blok přepínačů je sestaven ze síťového spínače a šesti tlačítek. Isostat se čtyřmi přepínacími kontakty. Pro jejich montáž je použit držák s devíti obdélníkovými otvory. Při pohledu zprava a zepředu je první díra nevyužitá v druhé až sedmé jsou vzájemně se vybavující tlačítka. Isostat, osmá je volná a v deváté je síťový spínač.

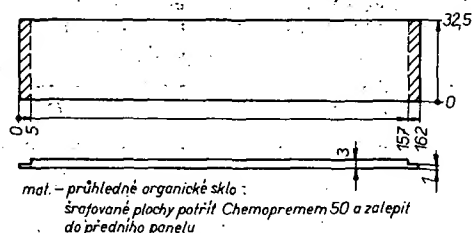
Síťový transformátor má jádro EI 32 x 25. Na síťovém transformátoru je upevněn držák pojistky (obr. 83), který



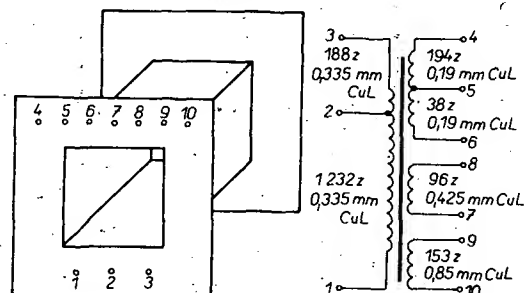
Obr. 82. Držák potenciometru ladění



Obr. 83. Držák pojistky

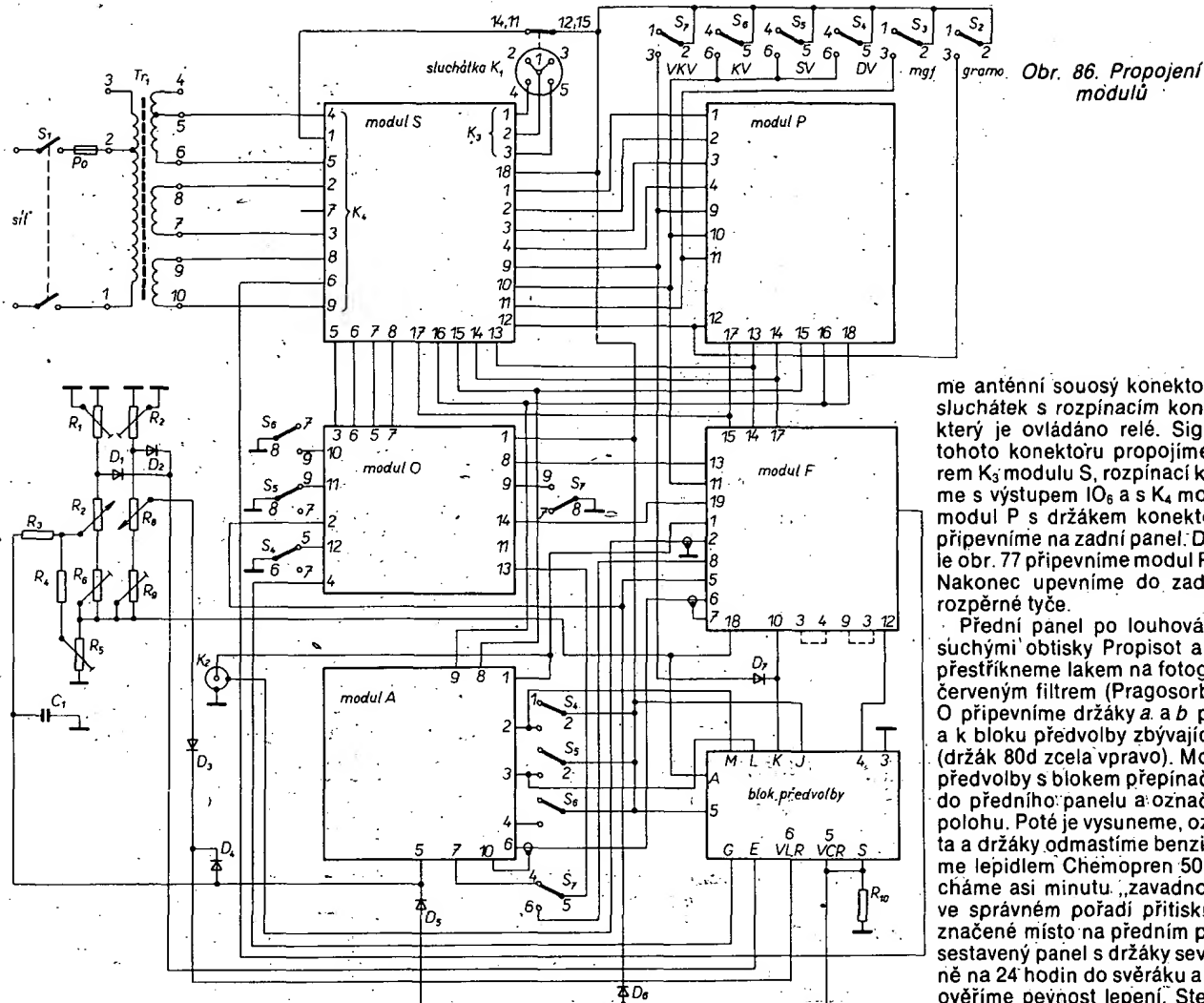


Obr. 84. Kryt stupnice



Obr. 85. Síťový transformátor

Izolace mezi vrstvami 1x plátno tl. 0,1 mm, mezi prim. a sek. vinutím 7x plátno 0,1 mm



me anténní souosý konektor a konektor sluchátek s rozpinacím kontaktem, přes který je ovládáno relé. Signální vodiče tohoto konektoru propojíme s konektorem K₃ modulu S, rozpinací kontakt spojíme s výstupem IO₆ a s K₄ modulu S. Poté modul P s držákem konektorů (obr. 76) připevníme na zadní panel. Držákem podle obr. 77 připevníme modul P k modulu S. Nakonec upevníme do zadního panelu rozpěrné tyče.

Přední panel po louhování popíšeme suchými obtisky Propisot a čelní stranu přestříkneme lakem na fotografie s infračerveným filtrem (Pragosorb). Na modul O připevníme držáky a a b podle obr. 80 a k bloku předvolby zbývající dva držáky (držák 80d zcela vpravo). Modul O a blok předvolby s blokem přepínačů nasuneme do předního panelu a označíme si jejich polohu. Poté je vysuneme, označená místa a držáky odmastíme benzinem a potřeme lepidlem Chemopren 50. Lepidlo necháme asi minutu „zavadnout“ a držáky ve správném pořadí přitiskneme na vyznačené místo na předním panelu. Takto sestavený panel s držáky sevřeme nejméně na 24 hodin do svěráku a po této době ověříme pevnost lepení. Stejným způsobem přilepíme kryt stupnice (obr. 84). Potom do předního panelu zasuneme blok přepínačů, blok předvolby a modulu O. Na převod ladění nasuneme držák ladičního potenciometru (ladiční potenciometr je tandemový typu TP283, 100k/N) – viz obr. 82. Ladiční napětí je pro stupnici snímáno pouze ze sekce FM, vzhledem k tomu, že se jedná o mechanicky spřažený potenciometr, není nutné snímat pro stupnici napětí ze sekce AM. Rozpěrnými tyčemi (obr. 81) přišroubovanými k držákům (obr. 80) je ukončena první fáze montáže přijímače. Na levou dolní rozpěrku přišroubovujeme přes distanční podložky 5 mm modul A. Na modul F připevníme krabičku podle obr. 87. Na zadní stěně této krabičky jsou připevněny dvě matice, kterými je modul F přichycen k zadní stěně přijímače. Krabice je zakryta dvěma víky. V horním jsou díry pro doladění cívek. Dolní víčko má přední ohnutou hranu zkrácenou na 3 mm. Volný prostor mezi síťovým transformátorem je ponechán např. pro dálkové ovládání, automatické ladění apod. Na obr. 88 jsou knoflíky pro ovládání přijímače. Knoflík ladění je dělený.

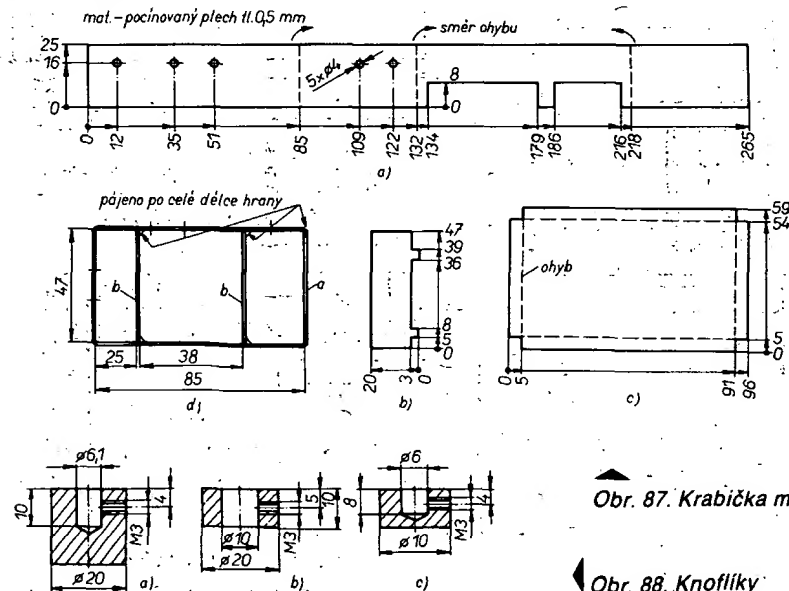
musí být vzdálen od plechů a ostatních kovových předmětů minimálně 6 mm. Vývody sekundárních vinutí jsou prodlouženy na délku asi 20 cm. Primární vinutí má odbočku, takže lze nastavit sekundární napětí podle potřeby. Primární vinutí je vyvedeno na držák pojistky.

Mechanické díly

Přijímač MINIKIT 86 má poměrně jednoduchou konstrukci. Je sestaven z předního panelu (obr. 79) a zadního panelu (obr. 78), které jsou spojeny rozpěrnými tyčemi (obr. 81).

Postup montáže: Na zadní panel přišroubovujeme síťový transformátor, na kte-

rý předem připevníme držák síťové pojistky. Na modul S připevníme chladič výkonových IO a do něj upevníme konektory K₁ a K₂. Provedení chladiče je na obr. 75. Před připevněním IO potřeme styčnice plochy silikonovou vazelínou. Modul S za chladič připevníme k zadnímu panelu a k pravé spodní rozpěrné tyči (obr. 81c). Vývody ze sekundárního transformátoru zapojíme na konektor K₄ modulu S. Na zadní panel přišroubovujeme stabilizátor napětí (IO₆ modulu S) a mezi výstup a pouzdro připojíme kondenzátor C₄₅. Je vhodné pod jeden upevňovací šroub IO₆ dát pájecí očko. Vstup IO₆ připojíme na C₄₃ (kladný pól – záporný pól připevníme k pájecí očko). Do zadního panelu připevní-



Obr. 87. Krabička modulu F

Obr. 88. Knoflíky

Závěr

Celý přijímač je koncipován tak, aby ho bylo možno doplnit dálkovým ovládáním, automatickým laděním a tak nahradit blok předvolby. Je nutno upozornit čtenáře, že přijímač MINIKIT 85 je přístrojem, který jsou schopni realizovat pouze ti zájemci, kteří mají značné zkušenosti v přijímačové technice.

závody silnoproudé elektrotechniky, koncern Praha

Elektroodbyt Praha

koncernová účelová organizace

Výhodná nabídka
zejména
pro radioamatéry
a kutily

nabízí
v maloprodejnách

DESTICKY

Elmat

Adresy prodejen:

Praha 1, Pštrossova 35
tel. 29 93 12

Brno, Sady Osvození 49
tel. 67 87 35

Pardubice, Štrossova 106
tel. 213 09

Bratislava II, Ipešská 2,
Zelené centrum, Dolné Hony

Prostějov, Plumlovská 26
tel. 5681

Břeclav, Gottwaldova 28
tel. 204 55

Kroměříž, Havlíčkova 341
tel. 218 92

Spišská Nová Ves,
Sovětské armády 69
tel. 225 62

INZERCE



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Naše vojsko, inzertní oddělení (inzerce AR), Vladislavova 26, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294. Uzávěrka tohoto čísla byla dne 17. 7. 1986 do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Neopomeňte uvést prodejní cenu, jinak inzerát neuveřejníme. Text inzerátu pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

Český manuál pro Commodore 64, 3 knihy včetně (130) „Single drive manual“, Jan Vitouš, Vyšehradská 33, 128 00 Praha 2.

PC-1211 + interface mgf. + český manuál + kniha programů (5800), J. Brázda, Klivarova 4, 750 00 Přerov; tel. 480 53.

Nový ZX-Spectrum 48 kB, za odhadní cenu (7500), J. Pecinová, Sevastopolská 5, 625 00 Brno.

Tiskárna – jednojehlová s průklepovou páskou – formát A4; (Cena 2300), Petr Hulík, Komsomolská 38, 170 00 Praha 7.

MM 5314, 3x LED dvojčíslovky (590), AY-3-8610 (590), ICL 7106 + LCD, objímka a návod (690) a další seznam proti známce F. Mařík, Na podlazi 1476, 432 01 Kadaň, tel. 4493.

KOUPĚ

Funkční plány na televiz., monitor., video automaty, D. Hráček, Kuchtíkova 1118, 674 01 Třebíč.

Továrni vř. gener. AM-FM do 300 i více MHz, GDO – 200 až 900 MHz – BM 335 i jiné, M. Mik, Pardubická 794, 104 00 Praha 10-Uhřetěves.

Ředitel TESLA – Výzkumného ústavu pro sdělovací techniku
A. S. Popova v Praze

vyhlašuje podle směrnice SK VTŘI ze dne 14. 6. 1985

KONKURS

na obsazení místa s vysokoškolskou kvalifikací:

SAMOSTATNÝ ODBORNÝ PRACOVNÍK SPECIALISTA C1

pro činnosti spojené s koordinací a řízením rozvoje spotřební elektroniky.

Předpoklady: vysoká škola ČVUT FEL, praxe v oboru, kádrové předpoklady a dobrý zdravotní stav.

Mzdové zařazení se řídí předpisy SK VTŘI pro odměňování pracovníků centrálně řízených organizací VVZ.

Příhlášky doplněné životopisem a popisem kvalifikace zašlete do 3 týdnů po vyhlášení konkursu na adresu:

TESLA VÚST A. S. Popova, Praha 4-Braník,
Novodvorská 994, PSČ 142 21

OPRAVA

Prosíme čtenáře, aby si opravili v AR B4/86 v článku „Digitální měřič kapacity“ rozsahem 1 pF až 10 mF chybně vyznačené vzorce. Správně má být:

$$t = -\ln\left(1 - \frac{U_h}{U_s}\right) R_1 (C_x + C_p)$$

$$R_1 = \frac{-t}{\ln\left(1 - \frac{U_h}{U_s}\right) C}$$

$$t = -\ln\left(1 - \frac{U_h}{U_s}\right) R_1 C$$

Dále si opravte chyby na desce s plošnými spoji U227 (str. 139): u IO₃ je třeba připojit vývody 1 a 2, u IO₂ připojit na zem vývod 5 a R₆ místo na vývod 12 připojit na vývod 11. Autor i redakce se za chyby omlouvají.

JZD „Obránců míru“
739 61 Třinec

zakoupí 2 ks diktafonu Unifex nebo jiný typ ve 100% stavu. Odběr uskutečníme osobně na fakturu, od soukromníka přes bazar.

Nabídněte.